



ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

И.Ф. Колпаков

P-1633

ТУННЕЛЬНЫЙ ДИОД,
ПРИМЕНЕНИЕ В СХЕМАХ
ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ
И ЯДЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

(О б з о р)

Дубна 1964

И.Ф. Колпаков

P-1633

2452/8 1981

ТУННЕЛЬНЫЙ ДИОД,
ПРИМЕНЕНИЕ В СХЕМАХ
ЦИФРОВОЙ ТЕХНИКИ
И ЯДЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

(Обзор)

Дубна, 1964

Объединенный институт
ядерных исследований
БИБЛИОТЕКА

Предисловие	7
Часть 3. Туннельный диод, применение в схемах цифровой техники и ядерной электроники.	
3.1. Логические элементы:	9
а) вопросы быстродействия, обеспечения направленной передачи информации и ограничения, связанные с разбросом параметров;	
б) аналого-пороговые схемы с одним и двумя устойчивыми состояниями на одном туннельном диоде;	13
в) логические элементы на основе балансных пар;	20
г) аналого-пороговая ячейка на двух туннельных диодах;	26
д) комбинированные аналого-пороговые схемы с туннельными диодами и транзисторами;	27
е) пороговые схемы с импульсной подкачкой;	33
ж) схемы с диодными усилителями;	35
з) использование нелинейных свойств туннельных диодов и их комбинаций для построения цифровых схем;	37
и) туннельные диоды в схемах с магнитными сердечниками с прямоугольной петлей гистерезиса.	41
3.2. Запоминающие устройства (ЗУ):	45
а) область применения, преимущества и недостатки;	
б) ЗУ на основе принципа совпадения полупереходов;	46
в) ЗУ типа Z ;	49
г) оценки быстродействия;	50
д) способы считывания без разрушения информации;	51
е) динамические запоминающие ячейки.	55

	стр.
3.3. Триггерные и пересчетные схемы:	55
а) двоичные ячейки с туннельно-диодными парами, условия запуска, примеры схем счетчиков;	59
б) двоичные ячейки на одном туннельном диоде, способы запуска;	59
в) кольцевые и декадные пересчетные схемы;	67
г) пересчетные ячейки на основе схем со многими состояниями из последовательно соединенных туннельных диодов.	70
3.4. Аналого-цифровые преобразователи:	75
а) схемы с использованием метода ступенчатой компенсации;	76
б) схемы время-импульсного кодирования.	81
3.5. Амплитудные дискриминаторы:	83
а) некоторые определения и основная схема;	
б) выбор смещения;	84
в) стабильность, чувствительность, линейность, временные характеристики;	87
г) интегральные дискриминаторы;	88
д) дифференциальные дискриминаторы.	91
3.6. Схемы формирования выходных сигналов сцинтилляционных счетчиков:	92
а) основные типы формирователей;	
б) формирование по амплитуде;	95
в) временные характеристики;	96
г) однокаскадные формирователи с индуктивностью;	99
д) многокаскадные формирователи;	102

	стр.
е) формирователи с линиями задержки;	102
ж) формирователи с задержанной отрицательной обратной связью;	108
з) детекторы нулевого уровня, мостовые схемы.	111
3.7. Схемы совпадений:	115
а) диодные и транзисторные схемы со входными формирователями на туннельных диодах;	
б) туннельный диод, как элемент отбора совпадений;	117
в) схемы на туннельных диодах с запуском через транзисторы;	119
г) схемы, выполненные полностью на туннельных диодах.	125
3.8. Генераторы наносекундных импульсов и некоторые измерительные схемы.	126
Литература.	130
Дополнительная литература.	141

П р е д и с л о в и е

Данная работа является продолжением обзора "Туннельный диод, принцип работы и основы схемного расчета" (см. препринт ОИЯИ, 1362, Дубна, 1963 г.), в котором были рассмотрены физические принципы работы туннельного диода и проведен анализ усилительных, генераторных и триггерных схем. Настоящая, третья часть обзора посвящается применениям туннельных диодов в цифровых схемах и схемах ядерной электроники. Рассматриваются элементы цифровой техники— системы логических элементов, запоминающие устройства, триггерные и счетные схемы, аналого-цифровые преобразователи, и ряд схем быстрой ядерной электроники— амплитудные дискриминаторы, формирователи выходных сигналов сцинтилляционных счетчиков, схемы совпадений и некоторые вспомогательные измерительные схемы. В то время как ряд схем (запоминающие устройства, триггерные и пороговые схемы) подробно рассмотрен в отечественной литературе, другие вопросы, затронутые в обзоре, пока освещены слабо как в отечественной, так и в зарубежной литературе, поэтому хочется надеяться, что попытка обобщения сведений о применениях туннельных диодов в цифровых схемах и схемах ядерной электроники окажется полезной для специалистов. Вывод формул, как правило, не приводится, чтобы избежать загромождения текста подробностями, затрудняющими понимание принципов работы схем, но в соответствующих случаях имеются ссылки на литературу. Работы, представляющие интерес, но выходящие за рамки обзора, а также интересные публикации, появившиеся после написания обзора, цитируются в разделе "Дополнительная литература".

3.1. Логические элементы :

а) Вопросы быстродействия, обеспечения направленной передачи информации и ограничения, связанные с разбросом параметров

На туннельных диодах могут быть построены полные системы логических элементов (полной или замкнутой является совокупность логических элементов "И", "ИЛИ", "НЕ", а также такие их комбинации, которые позволяют реализовать любую логическую функцию ^{ж)} /79/). Применения туннельных диодов для построения систем логических элементов освещаются в ряде обзоров, например, /73, 80-84/. Особым преимуществом логических схем с использованием туннельных диодов является быстродействие, недостижимое в современных диодных или транзисторных схемах. Граница работы логических элементов на транзисторах находится в районе нескольких сотен Мгц, а логические элементы, использующие комбинацию туннельный диод- транзистор, и схемы на туннельных диодах с диодными усилителями способны работать в диапазоне от 500 Мгц и выше /85/. В таком диапазоне частот необходимо уже учитывать конечность скорости распространения электромагнитных колебаний и, отсюда, важными являются геометрические размеры самого логического устройства, которые здесь жестко связаны с быстродействием схем и максимальным числом используемых в них логических элементов. Именно геометрические размеры устройства, а не быстродействие отдельных логических элементов накладывают основные ограничения на скорость работы. Возможным решением этой проблемы является микроминиатюризация схем.

ж) Если обозначить сигналы на входах схем "И", "ИЛИ" как X и Y, а сигнал на выходе как C, то соответствующие переключательные функции, описывающие работу этих схем, будут: $C=XY$ для схемы "И" и $C=X+Y$ для схемы "ИЛИ". Если Z - сигнал на входе схемы "НЕ", а C - выходной сигнал, то $C = \bar{Z}$ /79/.

Так как туннельный диод является двуполусником, приходится принимать специальные меры для обеспечения направленности потока информации в логических схемах, поскольку выходной сигнал с логического элемента на туннельном диоде может действовать на схему, являющуюся источником этого сигнала. С этой целью в межкаскадных связях применяются обращенные диоды, так как малые уровни выходных сигналов не всегда позволяют использовать эффективно обычные полупроводниковые диоды для этой цели. Логические схемы с разделительными обращенными диодами применяются, как правило, в асинхронных логических устройствах, то есть в устройствах, в которых начало какой-либо операции связано с импульсом окончания предыдущей, а не с поступлением тактовых синхронизирующих импульсов, как в синхронных логических схемах.

Синхронизация логических схем от многофазных синхронизирующих генераторов также позволяет направленно передавать информацию. В такого рода схемах разделительные диоды не требуются. В качестве примера на рис. 30а показан разряд регистра сдвига, в котором направленность передачи информации достигается использованием трехфазного питания. Диоды разделены на три группы, причем каждая из групп возбуждается одним из импульсных сигналов E_1, E_2, E_3 , которые следуют циклически со сдвигом по фазе относительно друг друга (см. рис. 30б). В начальный момент перекрываются импульсы питания E_1 и E_2 , и $ТД_1$ переключает $ТД_2$, однако, при этом диод $ТД_3$ не переключается, так как импульс E_3 еще не поступил. В следующий момент перекрываются импульсы E_2 и E_3 , $ТД_2$ переключает $ТД_3$, но он на диод $ТД_1$ не воздействует, так как на последний импульс E_1 уже не поступает. Таким образом, информация следует от $ТД_1$ к $ТД_2$ и от $ТД_2$ к $ТД_3$.

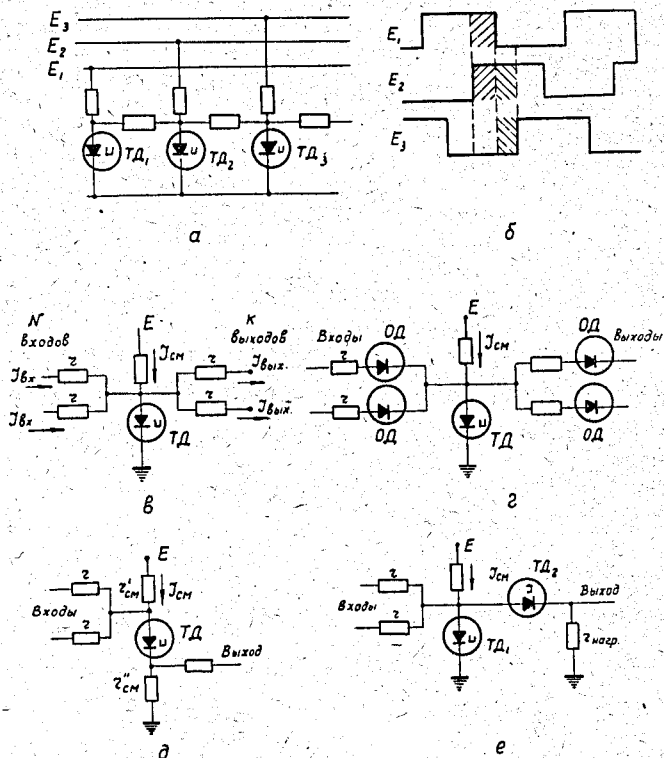


Рис.30. Аналого-пороговые схемы на одном туннельном диоде:

- а) регистр сдвига , в котором направленность передачи информации обеспечивается трехфазным импульсным питанием;
- б) временная диаграмма синхронизирующих импульсов ;
- в) простейшая аналого-пороговая схема типа "И- ИЛИ";
- г) аналого-пороговая схема с разделительными обращенными диодами;
- д) инвертер (схема "НЕ");
- е) схема "НЕ", а также "неполное ИЛИ".

Транзисторно-туннельно-диодные логические схемы благодаря применению транзисторов имеют низкоомные входы и высокоомные выходы, поэтому затруднений с направленной передачей информации в этих схемах не возникает.

Одной из основных проблем при создании логических схем является требование использования диодов с жесткими допусками на параметры вольтамперной характеристики, так как выпускаемые в настоящее время туннельные диоды обладают достаточно большим, слабо контролируемым технологическими методами разбросом параметров (наименьший разброс составляет единицы процентов). В связи с вышесказанным важной задачей является разработка схем, нечувствительных к разбросу параметров. Выполнен ряд систем логических элементов на туннельных диодах: аналого-пороговые логические схемы на туннельных диодах и сопротивлениях, мажоритарные схемы на туннельных диодах, диодно-туннельно-диодные пороговые схемы, асинхронные пороговые одновибраторные схемы, пороговые элементы с токовым запуском, схемы на балансных парных элементах типа "твин", балансные пары с линиями задержки, туннельно-диодные схемы с запуском импульсами напряжения. К сожалению, во многих применениях эти схемы не обладают достаточно хорошей нагрузочной способностью (то есть число элементов, которыми можно нагрузить данный элемент, является относительно малым) из-за разброса параметров, хотя схемы такого рода оказываются наиболее быстродействующими. Требованиям по допускам на параметры хорошо удовлетворяют комбинированные транзисторно-туннельно-диодные схемы. Транзисторы в таких схемах обеспечивают межкаскадное усиление и хорошую нагрузочную способность, а туннельные диоды обеспечивают мощный низкоомный выход, достаточный для нагрузки на соединительные кабели.

Относительно небольшая предельная частота транзисторов не позволяет применять эти схемы на частотах выше 1 Гц. От последнего ограничения при сохранении всех преимуществ предыдущей системы свободны схемы с туннельными диодами и диодами с накоплением заряда (диодные усилители).

Интересно теперь рассмотреть основные из применяемых в настоящее время систем логических элементов и отдельные элементы подробнее.

б) Аналого-пороговые схемы с одним и двумя устойчивыми состояниями на одном туннельном диоде

На рис. 30в показана простейшая логическая схема на туннельном диоде. Она является аналого-пороговой, так как входные сигналы суммируются пороговым элементом — туннельным диодом. Схема в общем случае имеет M входов и K выходов. Сопротивления Z достаточно велики, чтобы был обеспечен запуск схемы импульсами тока. В начальном состоянии туннельный диод находится в состоянии с малым напряжением. При заданном токе смещения $J_{см}$ при подаче сигналов на N входов из M туннельный диод переключается в состояние с большим напряжением. Схема выполняет мажоритарную логику, то есть срабатывает, когда сигналы есть на N входах, причем $N > M - N$, и не срабатывает, если $N < M - N$ *). Если схема срабатывает при подаче сигнала на любой из входов, то она является элементом "ИЛИ". Когда срабатывание происходит при подаче сигналов на все входы

*) Мажоритарная логика близка к избыточной логике биологических систем, поэтому пороговая логика на туннельных диодах, позволяющая легко реализовать мажоритарные схемы, оказывается весьма полезной при моделировании таких систем, в частности, аналогов нейронов /86/.

одновременно, схема представляет собой элемент "И". Для возвращения схемы в исходное состояние обычно необходимо снимать напряжение смещения E , или она должна работать в режиме одновибратора.

Схема описана рядом авторов /87-90/. Несмотря на видимую простоту она при практическом применении обладает тем недостатком, что число её входов и выходов ограничено допусками на сопротивления, на ток максимума туннельного диода, напряжение источника питания и амплитуды входных сигналов.

При работе схемы в режиме элемента "И" необходимо выполнение следующих условий:

$$\sum_{i=1}^{M-1} J_{вх. макс.} + J_{см. макс.} < J_{1 мин.}, \quad (3.1)$$

$$\sum_{i=1}^M J_{вх. мин.} + J_{см. мин.} > J_{1 макс.}, \quad (3.2)$$

где J_1 - ток максимума диода, M - число входов. Для того, чтобы диод не возвращался сам в исходное состояние с малым напряжением, необходимо выполнение условия:

$$J_{см. мин.} - K J_{вх. макс.} > J_{2 макс.}, \quad (3.3)$$

где K - число выходов.

При работе схемы в качестве элемента "ИЛИ" требуется выполнение условий:

$$J_{вх. мин.} + J_{см. мин.} > J_{1 макс.}, \quad (3.4)$$

$$J_{см. макс.} < J_{1 мин.} \quad (3.5)$$

Если δ - допуск на сопротивления, напряжения и ток максимума диода, то число выходов K в зависимости от δ определяется следующим соотношением: /85/

$$K = \frac{0,8 - 3\delta + 3,2\delta^2}{5\delta + 6\delta^2} \quad (3.6)$$

Более точно зависимость K и M от параметров вольтамперной характеристики диода можно определить, зная допуск на сопротивления α , на напряжение источника питания β и на параметры диода η ,

из неравенств (3.1) + (3.3), которые в предельном случае дают следующие соотношения для схемы "И":

$$(M-1) \left[\frac{U_2(1+\eta) - U_1(1-\eta)}{Z_{вх.}(1-\alpha)} \right] + J_{см.} \frac{(1+\eta)}{(1-\alpha)} = J_1(1-\eta), \quad (3.7)$$

$$M \left[\frac{U_2(1-\eta) - U_1(1+\eta)}{Z_{вх.}(1+\alpha)} \right] + J_{см.} \frac{(1-\beta)}{(1+\alpha)} = J_1(1+\eta) \quad (3.8)$$

и

$$K \left[\frac{U_2(1+\eta) - U_1(1-\eta)}{Z_{вх.}(1-\alpha)} \right] - J_{см.} \frac{(1-\beta)}{(1+\alpha)} = -J_2(1+\eta). \quad (3.9)$$

Для схемы "ИЛИ" неравенства (3.4) и (3.5) в предельном случае приводят к соотношениям в значениях допусков:

$$\frac{U_2(1-\eta) + U_1(1+\eta)}{Z_{вх.}(1+\alpha)} + J_{см.} \frac{(1-\beta)}{(1+\alpha)} = J_1(1+\eta) \quad (3.10)$$

и

$$J_{см.} \frac{(1+\beta)}{(1-\alpha)} = J_1(1-\eta) \quad (3.11)$$

при выводе уравнений (3.7) + (3.11) считалось, что $Z_{вх.} = Z_{вх.}$

Как показывает анализ /91/, уже для разброса параметров, равного 2,5%, суммарное число входов и выходов в ячейке "ИЛИ" не должно превышать 3, а в ячейке "И" даже при нулевых допусках число входов не должно превышать 3. Предполагается, что источниками сигналов и нагрузкой являются аналогичные ячейки. Передача информации в этих схемах осуществляется с помощью импульсного трехфазного питания, как было продемонстрировано на рис.30 а и б. При использовании разделительных диодов для продвижения информации достаточно двухфазного питания /92/. На рис.30 г приведена аналого-пороговая схема, в которой направленность потока информации обеспечивается обращенными диодами.

На рис. 30д показана схема с двумя состояниями, выполняющая логическую операцию "НЕ". В исходном состоянии туннельный диод находится на туннельной ветви характеристики, и практически напряжение питания делится между небольшими сопротивлениями $Z'_{см}$ и $Z''_{см}$. После поступления положительного импульса на вход туннельный диод переходит в состояние с большим напряжением, и с сопротивления $Z''_{см}$ снимается отрицательный импульс, то есть входной сигнал инвертируется.

✓ На рис. 30е представлена схема типа "НЕ" или "неполное ИЛИ". *) Выполняемая схемой функция зависит от соотношения токов максимума применяемых туннельных диодов. В схеме "неполное ИЛИ" при отсутствии входных импульсов оба диода смещены на туннельную ветвь характеристики, и на выходе будет малый ток и низкое напряжение. При появлении достаточно большого входного импульса диод $ТД_1$ переключается в состояние с большим напряжением, и на выходе появляется импульс напряжения. При наличии импульсов на обоих входах переключаются оба диода, и на выходе будет опять низкое напряжение. Для обеспечения направленности потока информации между отдельными каскадами необходимо предусмотреть выпрямительные элементы типа диодов.

✓ Вариант порогового логического элемента с двумя устойчивыми состояниями демонстрируется на рис. 31а, на рис. 31б дано графическое пояснение его принципа работы. ^{/93/} Для продвижения информации используются трехфазные синхронизирующие импульсы тока, на амплитуду и форму которых особенно строгих ограничений не требуется. Описываемая схема не накладывает также строгих требований на параметры характеристики туннельных диодов, ограничиваясь только требованиями к

*) Переключательная функция, описывающая схему "неполное ИЛИ", выглядит следующим образом: $C = \overline{XU} + \overline{X\overline{U}}$, где X и U - сигналы на входах, а C - сигнал на выходе схемы. ^{/79/}

току максимума диода. Такого типа схемы "ИЛИ - НЕ" и "ИЛИ- элемент задержки" образуют полную систему элементов. При подаче синхронизирующего импульса тока на вход ячейки диод переходит из состояния I в состояние 3. При этом на нагрузку перейдет заряд, определяемый разностью между суммой тока смещения и тока синхронизирующего импульса и током минимума диода. Если же синхронизирующий импульс отсутствует, а пришел только входной импульс, то диод перейдет из состояния I в состояние 2. При подаче синхронизирующего импульса диод перейдет из состояния 2 в 3, но при этом заряд, переданный на нагрузку, в момент прихода синхронизирующего импульса, будет мал и равен $\sim (U_3 - U_2) C$. Таким образом, схема является инвертером - на выходе ее сигнал появляется лишь тогда, когда на вход импульс не поступает. Если импульсных входов больше, чем один, то можно просто осуществить логику "ИЛИ - НЕ". *) Конечно, нужно предусмотреть возвращение диода в исходное состояние после выполнения логических операций. Схема "ИЛИ - НЕ" с элементом задержки показана на рис. 31в. Она связывается со схемами "ИЛИ - НЕ" через обычные германиевые диоды. На описанных элементах были выполнены кольцевой счетчик и полусумматор. Частота следования синхронизирующих импульсов равнялась 5 Мгц.

✓ При использовании в разделительных цепях логических пороговых схем "И", "ИЛИ" запоминающих индуктивностей для получения направленности потока информации достаточно двухфазного синхронизирующего напряжения. Сдвиг фаз при этом равен 180° , а перекрытие фаз не требуется, так как временное запоминание информации осуществляется на индуктивностях ^{/89/}. Построенный по этому принципу регистр сдвига показан на рис. 31 г.

*) Подразумевается схема, описываемая переключательной функцией: $C = \overline{X} + \overline{Y}$, где X и Y - сигналы на входах, а C - сигнал на выходе схемы ^{/79/}.

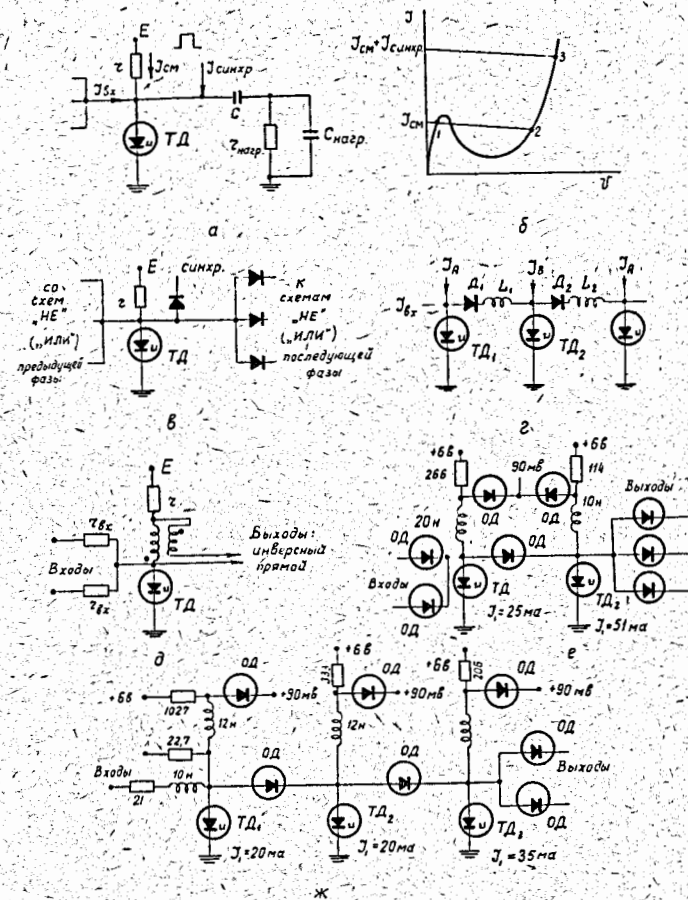


Рис.31. Аналого-пороговые схемы на одном туннельном диоде:

- а) аналого-пороговая схема с инверсным выходом;
- б) графическое пояснение принципа работы;
- в) элемент задержки на один период синхронизирующих импульсов;
- г) регистр сдвига на ячейках с запоминающими индуктивностями, требующий двухфазного импульсного питания;
- д) основная аналого-пороговая схема на одновибраторе;
- е) асинхронная схема "ИЛИ" на одновибраторах с индуктивностями и обращенными диодами;
- ж) асинхронная схема "И" на одновибраторах с индуктивностями и обращенными диодами.

Основная аналого-пороговая логическая схема на одновибраторе приведена на рис.31д. Ячейка может быть использована как схема "И", "ИЛИ" и имеет прямой и инверсный выходы (последний обеспечивается трансформатором)^{/94/}. Была разработана полная асинхронная система логических элементов, способная работать на частоте 200 Мгц с логической задержкой 1 нсек^{/95/}. Направленность информации обеспечивалась с помощью обращенных диодов. Логическое усиление обеспечивал импульсный усилитель на основе одновибратора на туннельном диоде с нелинейным смещением. Нелинейное смещение достигалось за счет использования обращенных диодов, как в схеме, приведенной на рис. 26 в и г (см.2.12) (нелинейное смещение может быть также получено с помощью комбинации туннельного диода и параллельного сопротивления, показанной на рис. 26 а^{/96/}). На рис.31 е представлена схема "ИЛИ" с порогом 8 ма. Для усиления входного тока с помощью самих туннельных диодов можно использовать последовательное включение ряда каскадов. Полученная при этом некоторая дополнительная задержка срабатывания ввиду большой скорости переключения диодов будет незначительной. Например, в схеме, показанной на рис. 31 е, требуемый выходной сигнал обеспечивается использованием двух одновибраторов. В схеме "И" (рис.31 ж) для получения достаточного усиления требуется три последовательных одновибратора. В описываемой системе элементов также используется простая ячейка на туннельном диоде с двумя устойчивыми состояниями. Связь между ячейками осуществляется с помощью согласованных кабелей задержки. Проведенный анализ допусков показал, что они должны лежать в диапазоне единиц процентов. На основе приведенных выше элементов были выпол-

нены схемы счета, сдвиговые регистры, запоминающие ячейки.

В тех случаях, когда входные и выходные токи являются функциями характерных напряжений туннельного диода, которые могут иметь значительный разброс (порядка 20%), нагрузочные способности пороговых логических схем оказываются в значительной степени ограниченными. Были предложены схемы "ИЛИ - НЕ" и "ИЛИ" - ("И"), в которых все поступающие на туннельные диоды и получаемые от них токи снимаются с источников постоянного тока^{/97/}. Точность токов, отбираемых с этих источников, может быть легко сведена к $\pm 4\%$. Элементы при учете всех допусков обеспечивали возможность нагрузки на 3 аналогичных схемы. Для продвижения информации в предложенной системе необходимо четырехфазное синхронизирующее импульсное напряжение.

В заключение обзора пороговых логических схем следует упомянуть амплитудные радиоимпульсные логические элементы "И", "ИЛИ", "неполное ИЛИ", "НЕ" ^{/98/}, основная ячейка которых представляет собой нормально закрытый автогенератор на туннельном диоде. Схема является пороговой. В конце каждого тактового периода модулирующее напряжение срывает колебания.

в) Логические элементы на основе балансных пар

Ряд мажоритарных систем логических элементов был выполнен на основе балансных туннельно-диодных пар или "пар Гото"^{/76/} (см. 2.12, рис. 27 а, б, в), принцип работы которых близок к параметронам. Два различных состояния балансной пары соответствуют двум разнополярным сигналам. Чтобы избежать неопределенности, число входов в мажоритарной схеме должно быть нечетным. Для запуска балансных схем требуются разнополярные импульсы, что исключает возможность применения обращенных диодов для развязки между элементами. Хорошим

решением является схема, показанная на рис.27 а, в которой средняя точка находится при потенциале земли и с которой можно получить импульсы любой полярности. Для обеспечения направленности потока информации необходимо использовать трехфазное питание. Питание подводится к схемам таким образом, что одна группа схем способна в данный момент выдавать выходные импульсы, другая - принимать входные и третья нечувствительна ни ко входным, ни к выходным. Эти три стадии называются активной, рецептивной и пассивной, соответственно. Ясно, что в рецептивной фазе напряжение питания должно приближаться к критической величине, в пассивной фазе оно должно быть ниже критической величины. Такую схему можно реализовать, используя синусоидальное питание совместно с источником постоянного смещения, обеспечивающим балансировку схемы. Некоторые логические применения показаны на рис.32 а и б. Здесь демонстрируется мажоритарная схема, которая может быть схемой "И" - ("ИЛИ"), а также инвертер. Положительный ток на входе схемы благоприятствует переключению верхнего диода и действует противоположным образом на нижний. Таким образом нарушение равновесия заставит сработать верхний диод при поступлении положительного импульса, и с выхода снимется отрицательный импульс. При поступлении отрицательного импульса на вход с выхода снимается положительный импульс. В системе, предложенной Гото^{/76/}, в качестве элемента "НЕ" использовался просто импульсный трансформатор.

✓ В работе^{/99/} проводился графический анализ стабильности схем при крайних допусках на параметры диодов без учета при анализе таких реактивных элементов, как, например, емкость диода. Ограничения на рабочую частоту рассмотрены в работе Гото^{/73/}. Преимуществом

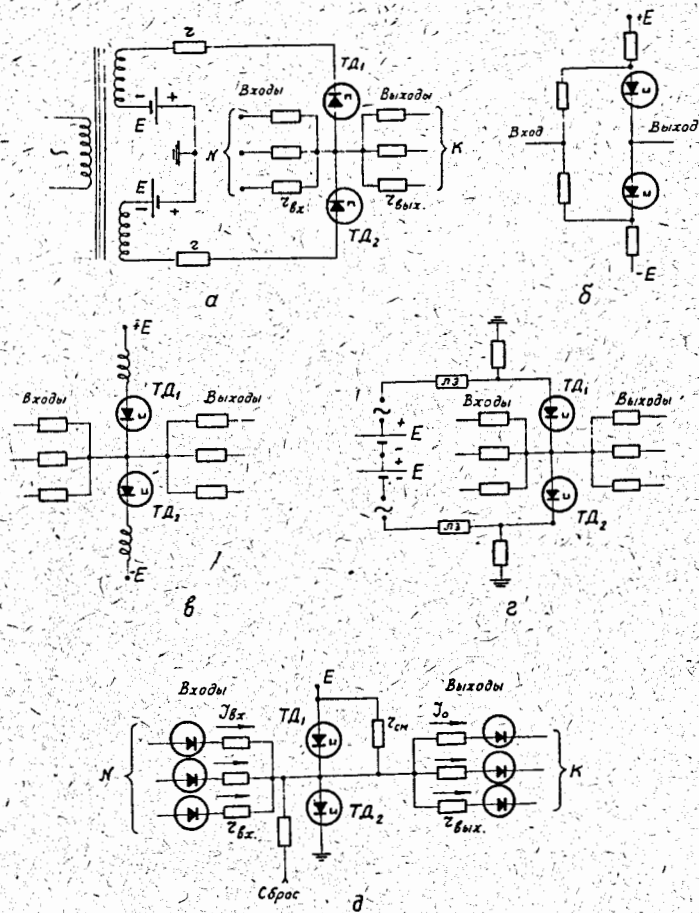


Рис.32. Логические элементы на основе балансных пар:

- а) основная мажоритарная схема;
- б) инвертер;
- в) балансная мажоритарная схема с индуктивностями;
- г) логический элемент с линиями задержки;
- д) аналого-пороговая схема с двумя туннельными диодами (схема Чоу).

балансной пары является использование для синхронизации легко получаемой синусоиды, которая по сравнению с прямоугольными импульсами менее подвержена помехам. Включение парами накладывает меньшие требования на схему и дает большую выходную мощность, чем при использовании принципа совпадения токов в пороговом элементе на одном диоде, с другой стороны для балансной пары требуется пять источников напряжения и два туннельных диода.

Был проведен детальный анализ переключательных свойств балансного элемента $100 \pm 102\%$. Максимальная скорость надежной работы составляет 250 Мгц, хотя в отдельных схемах была достигнута скорость 450 Мгц. Эта скорость ограничивается паразитной индуктивностью и емкостью диода.

Вопросы питающих напряжений, допусков, взаимного размещения и согласования элементов также подробно исследованы $88, 103, 104/$. При выполнении логических функций схемой Гото должны выполняться некоторые условия:

1. В период приема информации и перед переключением туннельного диода входной ток должен быть достаточно большим, чтобы перекрыть разброс напряжения источника питания, нестабильность его и разброс тока максимума.

2. В активный период, когда один из туннельных диодов находится в состоянии высокого напряжения, выходной ток и максимальная амплитуда питающего напряжения должны быть ограничены так, чтобы ток, следующий через туннельный диод, смещенный в область низкого напряжения, не превышал его тока максимума.

3. Перекрытие фаз напряжения питания должно быть таким, чтобы в активный период каскад мог передать информацию на последующие каскады до ее стирания. Информация стирается, если напряжение

питания уменьшается до величины, когда туннельные диоды оказываются в области отрицательного сопротивления. Зависимость между числом входов и выходов, выраженная через величины допусков на сопротивление, параметры туннельного диода, напряжение питания и входные напряжения (α , γ , β и δ , соответственно) описывается соотношением:

$$2J, \gamma \approx - \frac{E(\alpha + \beta)(M + K)}{Z_{вх.}} + \frac{M U_{вх.}(1 - \delta)}{Z_{вх.}} \quad (3.12)$$

Нормальной работе схемы соответствует достаточное перекрытие фаз синусоидального питания. Угол ψ , при котором логическая схема сбрасывается в исходное состояние, определяется уравнением:

$$\sin \psi = \frac{U_2}{e \left[\frac{2 - z}{z} + \frac{z_{вх.}}{M + K} \right]} + \frac{2J_2}{e} \quad (3.13)$$

где e - пиковая величина переменного напряжения питания. Считается, как и для выражения (3.12), что $Z_{вх.} = Z_{вх.}$

Угол λ , при котором должны переключаться последующие каскады, определяется соотношением:

$$\sin \lambda = \frac{2J_{22}}{e} - \frac{K z U_{вх.}}{2z_{вх.} + (M + K)z} \quad (3.14)$$

Для правильной работы схемы сумма углов $\psi + \lambda$ должна быть меньше угла перекрытия фаз θ .

На высоких частотах сказывается несогласованность емкостей туннельных диодов, что проявляется как несогласованность токов максимума в парах. Балансный логический элемент с индуктивностями /105/ демонстрируется на рис.32 в. Как и для балансного элемента, пока-

занного на рис.32 а, здесь возможны два режима работы: режим, когда оба диода находятся в состоянии с малым напряжением и к ним подводится переменное напряжение, переключающее их в область отрицательного сопротивления, и полярность входного сигнала определяет диод, переключаемый в состояние с большим напряжением; и режим, когда один из диодов смещен всегда в область отрицательного сопротивления, а другой находится в состоянии с малым напряжением. Тогда схема находится в автоколебательном режиме, и частота колебаний синхронизуется внешними импульсами. Полярность выходного сигнала в этой схеме также определяется полярностью входного импульса. Элемент способен отдавать в нагрузку больший ток по сравнению с другими балансными схемами, и, кроме того, допуск на амплитуду синхронизирующего напряжения гораздо слабее, так как эта амплитуда должна быть просто достаточной для перевода туннельного диода в какую-то точку в области отрицательного сопротивления в первом режиме работы, или осуществления синхронизации собственных колебаний с напряжением питания во втором режиме работы. Балансный логический элемент с линиями задержки показан на рис.32 г. Смещение туннельных диодов подобрано так, что схема находится в автоколебательном режиме и синхронизуется внешними импульсами. Например, когда диод ТД₂ переключается в состояние с большим напряжением, отрицательный импульс напряжения поступает на линию задержки, связанную с ним, а ослабленный положительный сигнал поступает на другую линию. На окончаниях линий сигналы инвертируются, поступают обратно и переключают ТД₂ в состояние с малым напряжением снова. Оба туннельных диода при этом оказываются в области отрицательного сопротивления, и начинается следующий цикл. Полярность входного сигнала можно управлять направлением переключения диодов. Допуск на ампли-

туду входного импульса является нестрогим, так как она должна только превышать разбаланс схемы, обусловленный разбросом параметров диодов, сопротивлений и напряжений источников питания. Со схемы снимается выходной сигнал с плоской вершиной и крутыми фронтами, что облегчает согласование работы её во времени. Отдельные схемы такого типа работали с частотой 250 Мгц.

г) Аналого-пороговая ячейка на двух туннельных диодах (схема ЧОУ).

Аналого-пороговая схема на двух туннельных диодах, показанная на рис.32 д, характеризуется меньшей зависимостью числа входов от числа выходов, чем у обычных аналого-пороговых схем на одном туннельном диоде. Напряжение питания здесь таково, что только один из диодов находится в состоянии с большим напряжением. Перед каждой логической операцией ТД₂ устанавливается в состояние с малым напряжением. Ток смещения определяется током минимума ТД₁ и током, проходящим через $Z_{см.}$. Когда сумма входного тока и тока смещения превышает ток максимума ТД₂, он переключается в состояние с большим напряжением, а ТД₁ - в состояние с малым. Следовательно, общий выходной ток ограничивается разностью между током максимума ТД₁ и током минимума ТД₂. Условия (3.1) и (3.2) остаются здесь справедливыми, однако, к ним еще добавляется выражение:

$$J_{2_{\max.}} + K J_{0_{\max.}} < J_{1_{\min.}} \quad (3.15)$$

Тогда, если α - допуск на сопротивления, η - допуск на параметры туннельного диода, β - допуск на напряжение источника питания и δ - допуск на ток смещения, то анализ наихудшего случая разброса проводится, исходя из следующих соотношений:

$$(M-1) \left[\frac{E(1+\beta) - U_1(1-\eta)}{Z_{вх.}(1-\alpha)} \right] + J_{см.}(1+\delta) = J_{1_2}(1-\eta), \quad (3.16)$$

$$M \left[\frac{E(1-\beta) - 2U_1(1+\eta)}{Z_{вх.}(1+\alpha)} \right] + J_{см.}(1-\delta) = J_{1_2}(1+\eta) \quad (3.17)$$

$$и \quad K \left[\frac{E(1+\beta) - 2U_1(1-\eta)}{Z_{вх.}(1-\alpha)} \right] + J_{2_2}(1-\eta) = J_{1_1}(1-\eta), \quad (3.18)$$

где $J_{см.} = J_{2_1} + \frac{E - U_1}{Z_{см.}}$ и $E = U_1 + U_2$.

Для германиевых туннельных диодов максимально возможное число входов и выходов при нулевых допусках равно 7 (для сравнения полезно вспомнить, что в аналого-пороговых схемах на одном туннельном диоде это число равно 3).

д) Комбинированные аналого-пороговые схемы с туннельными диодами и транзисторами.

Пороговый логический элемент на основе комбинации туннельный диод-транзистор в схеме с общей базой или туннельный диод-транзистор в схеме с общим эмиттером (см. 2.12, рис.28 а,б) позволяет просто реализовать логические функции и обладает необходимой нагрузочной способностью. В такой схеме легко решаются вопросы, касающиеся направленной передачи информации. Требования, связанные с допусками на детали, оказываются менее жесткими, чем в полностью туннельно-диодных схемах. Практически число возможных выходов гибридных схем превышает в К раз число выходов туннельно-диодной аналого-пороговой схемы и связано с допуском δ соотношением: /85/

$$M = K \left[\frac{0,8 - 3\delta + 3,2\delta^2}{5\delta + 6\delta^2} \right], \quad (3.19)$$

где К- усиление на каскад (ср. с выражением 3.6).

На рис. 33 а показан элемент туннельный диод -транзистор в схеме с общей базой ^{106/}. Такая комбинация представляет интерес в быстрых схемах, так как включение транзистора здесь является оптимальным с точки зрения частотных свойств и, кроме того, усиление по току таким элементом благодаря туннельному диоду может быть значительно больше единицы, а также увеличивается чувствительность схемы. Статические нагрузочные характеристики обозначены сплошными линиями на рис. 33 б. Когда входной импульс тока превысит ток максимума диода, то произойдет переключение туннельного диода в состояние с большим напряжением по пунктирной линии СД, соответствующей сопротивлению базы транзистора (время переключения туннельного диода считается малым по сравнению с временем открывания транзистора). Минимальная длительность входного импульса, требуемая для срабатывания туннельного диода, определяется из выражений (64) и (69) (см. 2.10 а). Полное время включения определяется временем открывания транзистора. Основная логическая схема демонстрируется на рис.33 в. В зависимости от величины тока смещения она может быть и схемой "ИЛИ" и схемой "И". При использовании высокочастотных транзисторов работа их в режиме насыщения не приводит к существенным задержкам и увеличивает только время сброса схемы на нуль (до 5 нсек в цитированной работе ^{106/}).

При допусках на ток максимума туннельного диода $\pm 5\%$, на напряжение питания $\pm 2\%$, сопротивления $\pm 3\%$ и отношения тока максимума к току минимума $=10$ схема может иметь 2 входа и 2 выхода. Схемы "ИЛИ", показанные на рис.33 г и д, при допусках $\pm 6\%$ имеют 2 выхода при любом числе входов. Для схемы "И" при 4-х входах и 2-х выходах допуски должны лежать в пределах $\pm 5\%$. Достигнутое в этих схемах время нарастания на уровне 2,5 в составило 2 нсек.

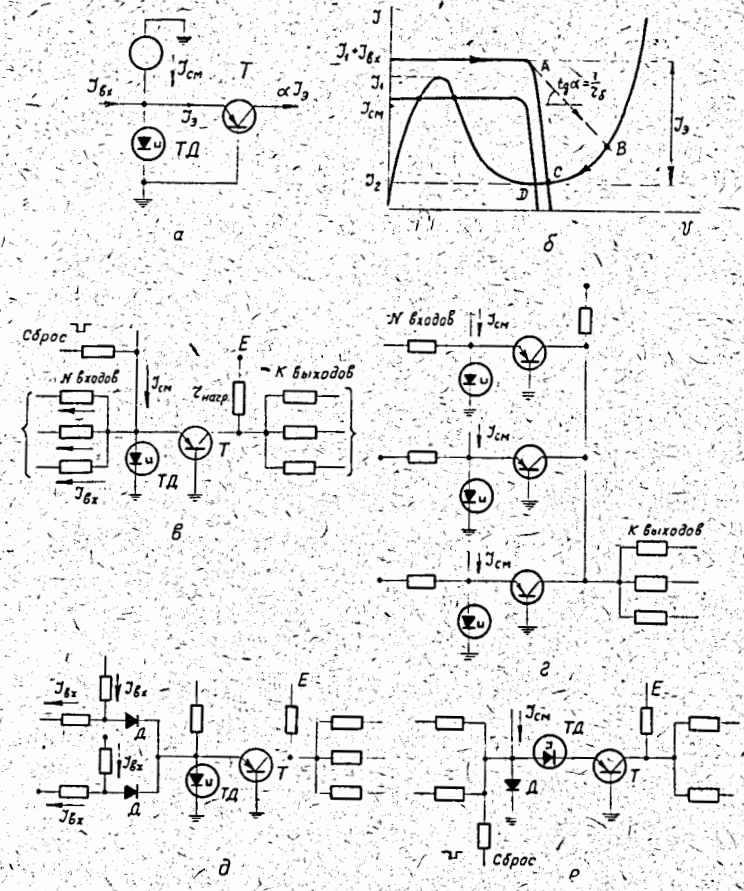


Рис.33. Комбинированные аналого-пороговые схемы с туннельными диодами и транзисторами:

- а) элемент туннельный диод-транзистор в схеме с общей базой;
- б) статические нагрузочные характеристики и пояснение процесса переключения диода;
- в) основная логическая схема;
- г), д) схемы "И";
- е) инвертер.

На рис.33 е приведена схема инвертера. В исходном состоянии, когда туннельный диод ТД находится в состоянии с малым напряжением, кремниевый диод Д не проводит, и ток следует через триод. При переключении туннельного диода в состояние с большим напряжением ток переключается в диод Д. Возврат схемы в исходное состояние производится отрицательным импульсом сброса. Весьма эффективной схемой для использования в качестве двоичного счетчика, ячейки сдвигового регистра, в сумматорах и дешифраторах являются ворота с дополнительным выходом (см.рис.34 а). В этой схеме ток смещения следует на инверсный выход, когда туннельный диод находится в состоянии с малым напряжением. После поступления положительного сигнала диод переключается в состояние с большим напряжением, и ток смещения переключается на прямой выход. На рис.34 б показан полный сумматор, выполненный на такой ячейке.

Ряд других триггерных и логических схем был выполнен на гибридных элементах, использующих туннельные диоды и транзисторы. Так, например, описан комбинированный сумматор с задержкой на каскад всего лишь 0,4 нсек.

На рис.34 в представлена аналого-пороговая схема на туннельном диоде, включенном параллельно переходу эмиттер-база транзистора. Нагрузочная характеристика туннельного диода в элементе туннельный диод - транзистор в схеме с общим эмиттером, в общем, подобна изображенной на рис. 33 б. Описанные логические схемы на таких элементах обладают усилением по напряжению и току одновременно. Задержка на каскад при использовании германиевых туннельных диодов совместно с кремниевыми транзисторами с граничной частотой $f_{\alpha} = 300$ Мгц составила 10 нсек (потенциал $-0,5$ в, поданный в эмиттеры транзисторов, как показано на рис.34 в и г , требуется

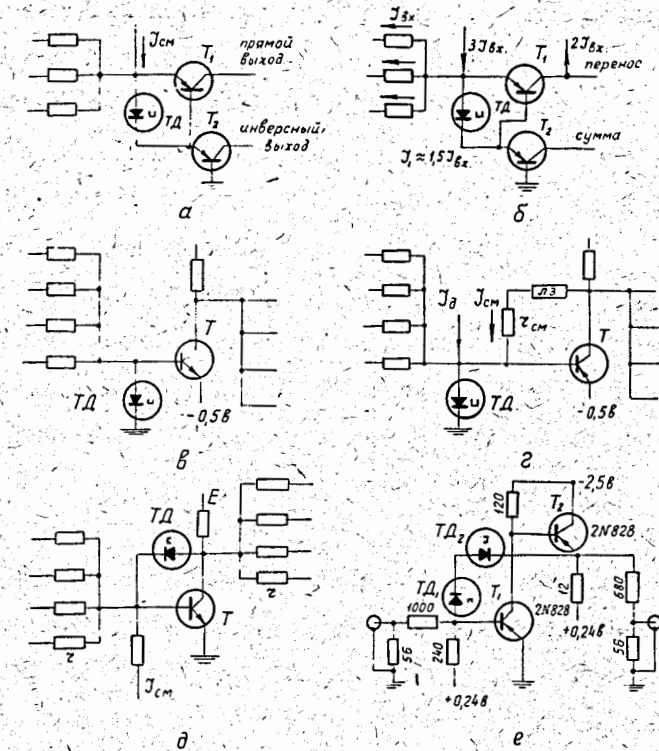


Рис.34. Комбинированные аналого-пороговые схемы с туннельными диодами и транзисторами:

- а) ворота (схема "И") с дополнительным выходом;
- б) одnorазрядный полный двоичный сумматор, основанный на предыдущей схеме;
- в) аналого-пороговая ячейка с туннельным диодом и транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером;
- г) аналого-пороговая ячейка с задержанной обратной связью для возвращения диода в исходное состояние; ячейка с включением туннельного диода параллельно переходу база-коллектор транзистора;
- д) упрощенная схема;
- е) практическая схема.

для согласования входных характеристик германиевых туннельных диодов и кремниевых триодов). Недостатком схемы является наличие гистерезиса, отсюда необходимость того, чтобы ток на каждом из входов превышал ток максимума диода. Схема с задержанной обратной связью^{/III/} (см. рис. 34 г) позволяет избавиться от гистерезиса и связанного с ним увеличения входных токов. В начальный момент туннельный диод ТД находится в состоянии с малым напряжением и транзистор Т закрыт. Благодаря току смещения, проходящему через сопротивление $Z_{см}$, рабочая точка диода находится чуть ниже тока максимума. Тогда для переключения диода достаточно небольшого импульса тока, являющегося разностью между током максимума и током смещения. Задержка ЛЗ позволяет закончить процесс переключения диода, раньше, чем передастся изменение сигнала с коллектора триода. При действии сигнала с линии задержки ток смещения падает до нуля, чем обеспечивается возврат в исходное состояние. Входной ток должен быть подобран таким образом, чтобы при его действии туннельный диод не возвращался еще в исходное состояние.

Описанные схемы позволяют реализовать логику "ИЛИ-НЕ" и "И-НЕ".^{ж)}

Для увеличения быстродействия аналого-пороговых транзисторных схем предлагается включение туннельного диода параллельно переходу база-коллектор транзистора, которое позволяет устранить насыщение транзистора^{/II2/}. На рис. 34 д показана основная схема. Обычно применяются два последовательно включенных туннельных диода или обращенных диода, чтобы обеспечить требуемый уровень напряжения. При увеличении входного тока напряжение коллектора транзистора будет падать и триод будет стремиться к насыщению,

^{ж)} Если X и Y - сигналы на входах, а C - сигнал на выходе, то переключательная функция для схемы "И-НЕ" записывается следующим образом: $C = \overline{XY}$ /79/.

однако, насыщение будет ограничиваться туннельным током обратной связи. Диоды смещены таким образом, что при отсечке транзистора потенциал коллектора фиксируется за счет их прямой проводимости. Использование обратной связи с туннельными диодами приводит к небольшому уменьшению эффективного значения граничной частоты схемы, однако, это не накладывает серьезных ограничений при использовании диодов с малыми емкостями. На рис. 34 е приводится практическая схема, обеспечивающая хорошую нагрузочную способность. Диоды-германиевые, с током максимума 1 ма. Схемы такого типа обладают задержкой на каскад 2+5 нсек при нагрузке на 3 аналогичных схемы. Анализ допусков показывает, что ток максимума диодов может изменяться в пределах 100%, а при допусках на сопротивления 2% может быть реализована схема с тремя входами и тремя выходами. При использовании обращенных диодов, последовательно включенных со входными сопротивлениями, при незначительном снижении быстродействия допуски на сопротивления достигают 10%.

е) Пороговые схемы с импульсной подкачкой

Туннельно-диодные-транзисторные логические схемы с импульсной подкачкой являются быстрыми гибридными логическими схемами, в которых туннельные диоды выполняют пороговые функции и служат для усиления и восстановления формы импульса, а транзисторы обеспечивают развязку между каскадами и направленность потока информации^{/II3+II5/}. Система логических элементов включает три основных ячейки - два вида схем типа "ИЛИ-НЕ" (или "И-НЕ"), а именно: ворота с отрицательными входными и положительными выходными импульсами (см. рис. 35 а), ворота с положительными входными и отрицательными выходными импульсами (см. рис. 35 б) и инвертирующий трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1. Ворота являются инвертирующими: в отсутствие входных импульсов туннельные диоды переключаются с частотой синусои-

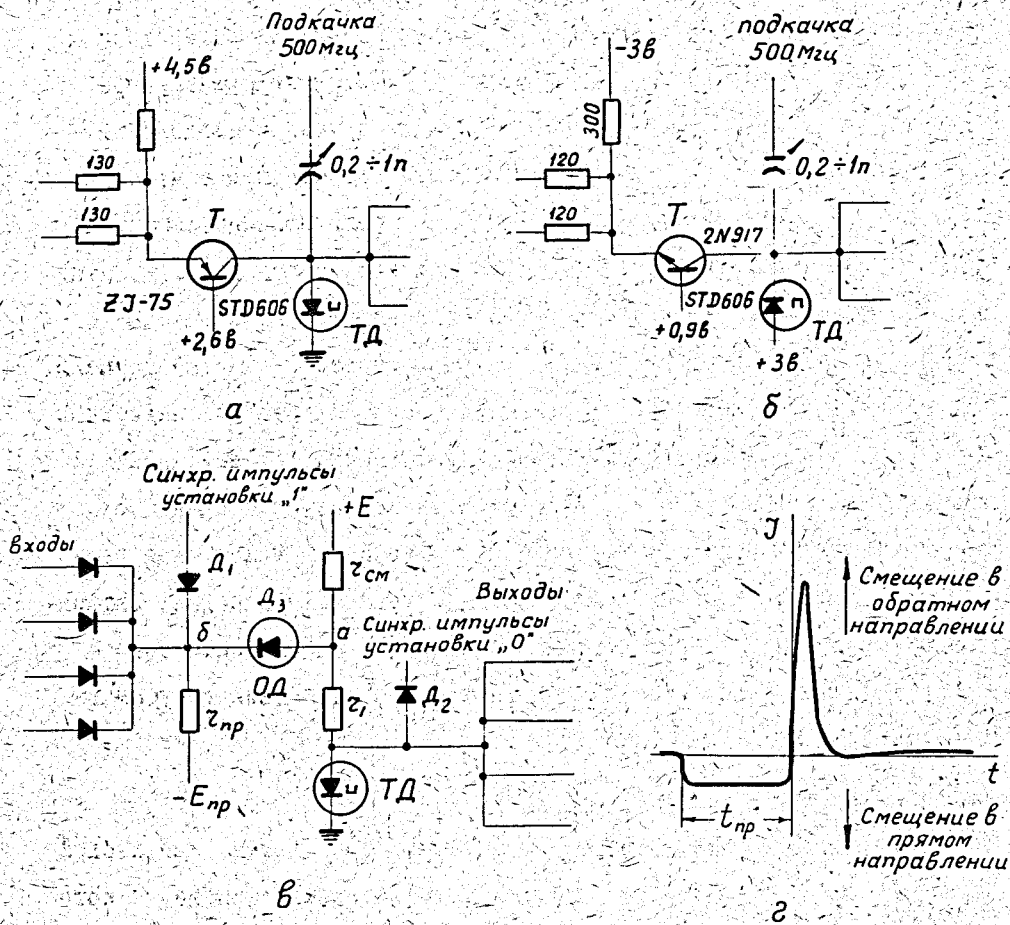


Рис.35. Основные логические пороговые схемы с импульсной подкачкой:

- ворота с отрицательными входными и положительными выходными сигналами;
- ворота с положительными входными и отрицательными выходными сигналами;
- основная логическая схема с диодным усилителем;
- графическое пояснение к ячейке с диодным усилителем.

дальних сигналов подкачки. Так как для каждого из типов ворот нужны сигналы подкачки разной полярности, схемы могут работать с частотой 1 Гц при частоте подкачки всего 500 МГц. При существующих высокочастотных триодах скорость схем может быть увеличена до 2 Гц так как в схемах с подкачкой усиления от транзистора не требуется и он может работать вблизи граничной частоты, ибо он обеспечивает только изоляцию каскадов, а усиление получают за счет туннельного диода. Связь между отдельными элементами обеспечивается с помощью высокочастотных кабелей задержки, для чего предусмотрено согласование схем. Надо отметить чрезвычайную простоту логических ячеек и малое число используемых схемных элементов. Допустимый разброс фазы напряжения подкачки составляет $\pm 60^\circ$, при этом допуск на постоянное напряжение питания равен $20 \pm 25\%$. Потребление мощности ячейкой равно 50 мвт. На основе описанных схем были разработаны арифметические узлы, счетчики, регистры сдвига, аналого-цифровые преобразователи, которые показывают возможность создания быстродействующего вычислительного устройства, содержащего 100.000 и более подобных логических схем.

ж) Схемы с диодными усилителями.

Использование диодов с накоплением заряда, называемых также трансформаторами заряда, в качестве межкаскадных усилителей тока в туннельно-диодных схемах оказалось чрезвычайно эффективным [116]. На рис.35в показана комбинированная логическая схема на туннельном диоде с диодным усилителем. Туннельный диод смещен проходящим через сопротивление $Z_{см}$ током от источника напряжения E . Перед началом каждой операции туннельный диод устанавливается в состояние с малым напряжением синхронизирующим импульсом сброса, в то вре-

мя как при отсутствии сигналов на входах последующий синхронизирующий импульс установки перебрасывает его в состояние с большим напряжением. Таким образом схема осуществляет функцию "ИЛИ-НЕ". Ясно, что, когда на входах отсутствуют сигналы и входные диоды не проводят, прямой ток I_{np} следует через диод с накоплением заряда D_3 . Заряд, накопленный диодом, равен $I_{np} \cdot t_{np}$ (см. рис. 35 б). При появлении синхронизирующего импульса установки направление тока через диод меняется. Величина обратного тока $I_{обр}$ равна $\frac{U}{R}$, где R - полное сопротивление цепи, а U - амплитуда синхронизирующего импульса. Тогда извлеченный заряд будет равен $I_{обр} \cdot t_{обр}$, и, так как $t_{обр} \ll t_{np}$, $I_{обр}$ будет много больше I_{np} . Таким образом достигается значительное усиление по току. Именно ток $I_{обр}$ переключает туннельный диод. Когда на входе присутствует сигнал, потенциал точки δ будет выше, чем потенциал точки a , и диод D_3 будет закрыт. Следовательно, в этом случае запоминание заряда отсутствует, и при подаче синхронизирующего сигнала импульс обратного тока $I_{обр}$, который перебрасывал ранее туннельный диод, не будет получен. Туннельный диод останется в состоянии с малым напряжением. Анализ допусков для схем был выполнен в работе /117/. Возможное число входов в зависимости от допуска δ описывается выражением: /85/

$$M = K \left[\frac{0,7 - 1,9\delta + \delta^2}{0,2 + 4,8\delta + \delta^2} \right], \quad (3.20)$$

где K - усиление.

Схемы могут работать при разбросе для синхронизирующих напряжений $\pm 20\%$, $\pm 5\%$ - для постоянного тока смещения и тока максимума, и $\pm 30\%$ - для напряжения максимума. Возможное число входов равно 5, при 3+5 выходах. Для современных диодных усилителей полоса может быть порядка 10 Ггц, поэтому комбинация трансформаторов заряда с

туннельными диодами является многообещающей для разработки быстродействующих логических схем. Был выполнен ряд арифметических узлов с задержкой на разряд 2+4 нсек, в частности, 32-х разрядный регистр, работавший на частоте синхронизирующих импульсов 125 Мгц. Схемы отличаются простотой и стоимость их невелика.

3) Использование нелинейных свойств туннельных диодов и их комбинаций для построения цифровых схем.

Нелинейные свойства вольтамперной характеристики туннельных диодов и их комбинаций позволяют выполнить множество простых цифровых схем, которые являются часто неразделимым сочетанием ряда элементарных логических ячеек и выполнение которых на других электронных приборах потребовало бы гораздо большего количества деталей. Приведенные ниже примеры таких схем носят иллюстративный характер, они только показывают возможный путь построения некоторых специальных цифровых схем.

Использование различия активных сопротивлений участков вольтамперной характеристики на туннельной и диффузионной ветвях и в области "седла" характеристики позволило выполнить схемы "И" /73/, полного двоичного сумматора /116, 117/, контроля четности /120/.

Туннельный диод имеет при обратном смещении сопротивление единицы ом, а при смещении в прямом направлении в область "седла" - сотни ом. Используя это свойство можно построить надежные схемы "И", не требующие очень строгих допусков на разброс деталей /73/.

На рис. 36 а показана схема "И" такого типа. Входные импульсы могут принимать значения 0 в или 0,3 в. Если входные импульсы равны, то на выходе схемы напряжение будет равно входному. При появлении импульса на одном из входов напряжение на выходе, как видно из рис. 36б,

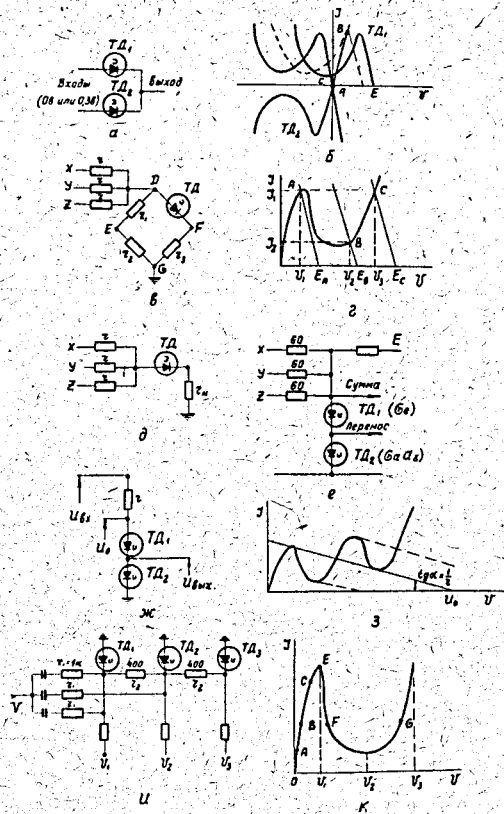


Рис.36. Некоторые цифровые схемы, в которых используются нелинейные свойства туннельных диодов и их комбинации:

- а) схема "И";
- б) графическое пояснение принципа работы;
- в), г) основная схема и рисунок, поясняющий принцип работы;
- д) схема контроля четности;
- е) полный двоичный сумматор, выполненный на туннельных диодах, параметры которых связаны с определенными условиями;
- ж), з) схема сравнения двух напряжений и ее графическое пояснение;
- и), к) принципиальная схема и последовательность работы схемы с 4-мя устойчивыми состояниями.

будет близко к малому начальному уровню (точка С). Недостатком этой схемы является появление импульса напряжения во время переключения при прохождении точки В.

На рис. 36 в и г представлен двоичный сумматор, выполненный на одном туннельном диоде и трех сопротивлениях. Когда импульс напряжения E прикладывается к любому или всем входам X, Y, Z , напряжения V_{EF} и V_{FG} имеют логические свойства переноса и суммы, при условии соответствующего выбора E_A, Z_1, Z_2, Z_3 и Z для данного диода. Рабочие точки А, В и С устанавливаются выбором $E_A : E_B : E_C = 1 : 2 : 3$, Z_1 выбирается равным $\frac{U_1}{Z_1}$, Z_2 позволяет выбрать надлежащую величину эквивалентного сопротивления схемы, $Z_2 = Z_3$ являются параметрами. Падение напряжения на Z_2 обладает свойствами суммы, так как оно велико при наличии напряжения на одном или трех входах. Напряжение переноса снимается с точек EF , так как мост оказывается сбалансированным только для случая одного входного напряжения и разбалансируется при наличии напряжений на двух или трех выходах. Управление осуществляется импульсами напряжения. Была построена экспериментальная схема, переходные процессы в которой заканчивались за 10 нсек.

Схема контроля четности демонстрируется на рис.36 д. Пояснением к ней может служить опять рис.36 г. Входы X, Y, Z являются генераторами напряжения, так что $E_A = U$, $E_B = 2U$, $E_C = 3U$. При четном числе входов выходной ток или равен 0 (когда сигналы отсутствуют на всех входах) или равен I_2 , т.е. близок к 0 (когда сигналы присутствуют на двух входах). При нечетном числе входов (одном или трех) выходное напряжение равно $I_1 Z_n$. При двух туннельных диодах, включенных в такую схему последовательно, можно контролировать четность для пяти входов. Больше число входов невоз.

можно вследствие появляющегося на отрицательных участках вольтамперной характеристики гистерезиса при увеличении числа диодов.

В работе /74/ описан полный двоичный сумматор, основанный на схеме со многими устойчивыми состояниями по напряжению (см. рис. 25 б) и на соотношениях, приведенных в разделе 2.12. Сумматор показан на рис. 36 в. Диод $ТД_1$ - германиевый, диод $ТД_2$ имеет ток максимума, больший тока максимума диода $ТД_1$, и выполнен на основе арсенида галлия. При подаче сигнала на один из входов срабатывает $ТД_1$, при подаче сигналов на два входа срабатывает $ТД_2$, то-есть происходит перенос, и при подаче 3-х сигналов срабатывают оба диода и на выходе получают и сумму и перенос. Данные диодов: $ТД_1$: $I_1 = 4,75$ ма, $I_2 = 1$ ма, $U_3 = 495$ мв; $ТД_2$: $I_1 = 5,9$ ма, $I_2 = 0,25$ ма, $U_3 = 1,1$ в.

На рис. 36 ж показана схема сравнения напряжения на двух последовательно включенных диодах, вольтамперная характеристика которой дана на рис. 36 з. Скачок выходного напряжения позволяет установить существование отклонения входного напряжения от образцового и знак этого отклонения /121/

На рис. 36 и) и к) приведена и поясняется графически схема с 4-мя устойчивыми состояниями /122/. Эти состояния распределены следующим образом:

а) состояние "0": рабочие точки всех диодов смещены в область ОЕ- для диода $ТД_1$ - в точку С, у $ТД_2$ - в точку А и у $ТД_3$ в точку В, находящуюся между А и С.

б) состояние "1": рабочая точка у $ТД_1$ смещается в область между точками G и F, у $ТД_2$ и $ТД_3$ соответственно в точки В и С.

в) состояние "2": $ТД_1$ и $ТД_2$ работают в области GF, а рабочая точка $ТД_3$ находится в точке С.

г) состояние "3": рабочие точки всех диодов находятся в области GF.

С приходом первого импульса диод $ТД_1$ переходит в область GF, а в результате повышения потенциала на диоде дополнительный ток через сопротивления Z_2 переводит $ТД_2$ и $ТД_3$ в требуемые точки. Минимальное время переключения при емкости диодов $C = 10$ пф составляет 10 нсек. Возвращение к состоянию "0" осуществляется большим положительным импульсом, приложенным ко входам схемы.

и) Туннельные диоды в схемах с магнитными сердечниками с прямоугольной петлей гистерезиса.

В настоящее время разработано много надежных логических схем, таких, как, например, регистры сдвига и счетчики, в которых используются магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса. Использование туннельных диодов, работающих в режиме переключения тока, в таких схемах позволяет упростить управление переключением магнитных сердечников. На рис. 37 а показана схема двоичного триггера, выполненная на двух сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса и туннельном диоде /89/. В начальный момент рабочая точка диода находится на туннельной ветви характеристики, и через него проходит большой ток, смещающий сердечники C_1 и C_2 в положительную область насыщения (см. рис. 37 б). Если приложить импульс запуска, то верхний сердечник перейдет в отрицательную область насыщения. Полученный при этом импульс тока переключит диод на диффузионную ветвь характеристики в состояние с малым током. Перераспределение токов между сопротивлением Z и диодом приведет к тому, что и нижний сердечник переключится в состояние отрицательного насыщения. После поступления следующего импульса запуска переключается сердечник C_2 , и одновременно диод возвращается в исходное состояние.

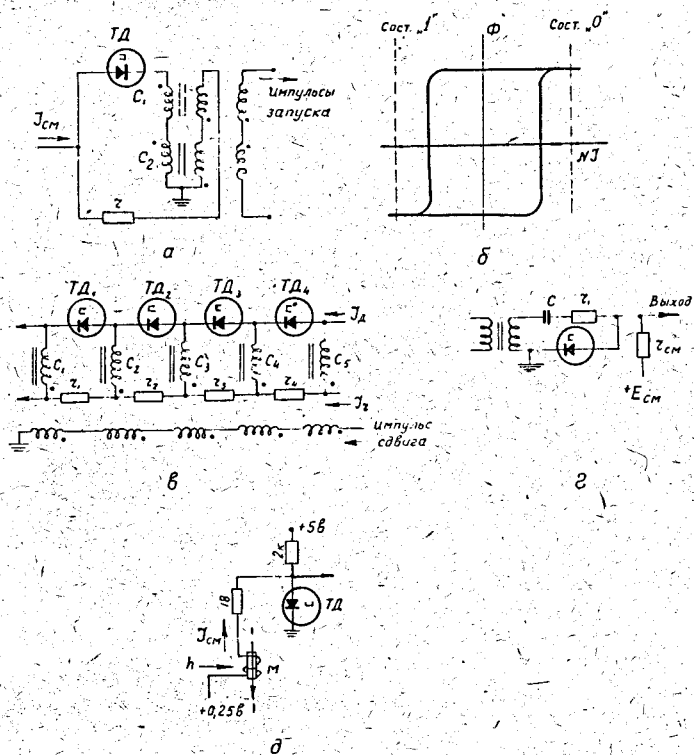


Рис. 37. Туннельные диоды в схемах с магнитными элементами с прямоугольной петлей гистерезиса:

- а) двоичный триггер;
- б) график, поясняющий процесс перемагничивания сердечников;
- в) сдвиговой регистр с сердечниками с прямоугольной петлей гистерезиса;
- г) схема индикации состояния намагничения сердечника;
- д) триггерная схема с туннельным диодом и тонкопленочным ферромагнитным элементом.

На рис. 37 в демонстрируется регистр сдвига на туннельных диодах и сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса. Для пояснения принципа его работы допустим, что все диоды, кроме $ТД_2$, смещены на туннельную ветвь характеристики в состояние с большим током, а все сердечники, за исключением C_2 , находятся в области положительного насыщения. Диод $ТД_1$ находится в состоянии с большим напряжением, но с малым током, насыщение сердечника C_2 отрицательно. Таким образом, через сопротивление z_2 следует больший ток, чем через остальные сопротивления. Этот ток также проходит через обмотки сердечников C_2 и C_3 , удерживая C_2 в состоянии "0" и C_3 в состоянии "1". Импульс сдвига перемагничивает сердечник C_3 , одновременно переключается диод $ТД_3$ в состояние с большим напряжением, а $ТД_2$ возвращается в состояние "0" за счет импульса с сердечника C_3 . Последующее перераспределение тока переводит C_4 в состояние "1", удерживая C_3 в состоянии "0".

На рис. 37г приведена схема, с помощью которой можно осуществлять индикацию состояния магнитного сердечника. В этой схеме туннельный диод работает в режиме переключения напряжения и в начальный момент находится в состоянии с малым напряжением. Положительный импульс тока, появляющийся при перемагничивании сердечника, оказывается достаточным для переключения диода на диффузионную ветвь характеристики в состояние с большим напряжением, которое сохраняется после окончания переходного процесса при переключении сердечника. Туннельный диод возвращается в исходное состояние только после обратного переключения сердечника. Схема использовалась для индикации весовых выходов в аналого-цифровом преобразователе на магнитных элементах /123/.

Хорошее сочетание представляют собой ферромагнитные тонкопленочные элементы, обладающие большим на порядок по сравнению с магнитными сердечниками быстродействием, и туннельные диоды, которые в таких комбинациях используются для переключения и индикации состояний магнитных элементов. Кроме того, тонкопленочные магнитные элементы требуют для переключения уровни токов, сравнимые с рабочими токами туннельных диодов. Комбинированная триггерная схема демонстрируется на рис. 37д. Туннельный диод-германиевый. Ток максимума диода равен 50 ма. Диод работает в режиме переключения тока, и в исходном состоянии смещен током 25 ма на туннельную ветвь вольтамперной характеристики. Ток смещения будет протекать через обмотку в направлении, указанном на рис. 37д. Если к пленочному элементу приложить импульсное поперечное поле, то отклонение вектора намагничивания M от положения покоя вызовет импульс напряжения на обмотке. Этот импульс напряжения переключит диоды в состояние с большим напряжением, причем направление тока, протекающего через обмотку, теперь сменится на противоположное. Следующий импульс опять вызовет переключение диода и изменение знака намагничивания пленки. Подобная ячейка в комбинации с межкаскадным транзисторным усилителем может быть использована как мажоритарная схема, схема "И" или "ИЛИ", и как элемент счетчиков и регистров сдвига /124/.

Имеется сообщение об использовании генератора контролируемой частоты на туннельном диоде и насыщенном магнитном сердечнике для целей автоматического управления /125/. Приведенными выше примерами гибридных схем на туннельных диодах и магнитных элементах, конечно, не исчерпываются широкие возможности использования этих схем.

3.2. Запоминающие устройства

а) Область применения, преимущества и недостатки.

Предельное время записи-считывания для запоминающих устройств на магнитных элементах равно $\sim 0,1$ мксек /126/. Применение туннельных диодов в запоминающих устройствах позволяет увеличить их быстродействие, по крайней мере, на порядок. Если площадь p_n -перехода туннельного диода равна 1 мм, то на одном сантиметре можно разместить ~ 5 запоминающих ячеек. При физически осуществимых скоростях распространения сигналов $\sim 10^{10}$ см/сек время задержки на ячейку равно 0,02 нсек, т.е. линией с временем задержки 5 нсек можно охватить 250 элементов. Таким образом время цикла в 10 нсек для ЗУ такого объема оказывается вполне реальным.

Можно ожидать, что выполнение ЗУ на туннельных диодах в виде твердых микросхем позволит еще увеличить скорость работы и объем ЗУ. Так, например, при размещении на одном квадратном миллиметре 10 запоминающих ячеек со временем переключения одной ячейки 1 нсек можно обеспечить объем ЗУ в 4096 двоичных единиц со временем записи-считывания 10 нсек /127/.

К числу недостатков при использовании туннельных диодов в схемах ЗУ следует отнести некоторую сложность запоминающих ячеек по сравнению с магнитными элементами. Разброс характеристик также накладывает ограничения при применении туннельных диодов в схемах ЗУ. Однако, несмотря на эти недостатки ЗУ на туннельных диодах являются единственными, обеспечивающими времена записи-считывания в диапазоне $10 \div 100$ нсек. Область их применения - оперативные запоми-

нающие устройства быстродействующих вычислительных машин, различного рода промежуточные запоминающие устройства,

используемые в многоканальных амплитудных и временных анализаторах ядерной физики /127 + 129/. Применение промежуточных быстродействующих ЗУ на туннельных диодах совместно с системами многоканальных детекторов частиц, получаемых с импульсных источников, таких, как например, ускорители частиц высоких энергий, кажется также многообещающим.

б) ЗУ на основе принципа совпадения полutoков.

В качестве ячейки памяти используется, во-первых, схема на одном туннельном диоде с двумя устойчивыми состояниями (см. рис. 12а и д), запоминание в которой осуществляется по принципу совпадения полutoков /120/. На рис. 38 а) + г) показаны 4 возможных элемента памяти, основанных на этом принципе /73/. Ячейки с токовым выходом демонстрируются на рис. 38 а) и в), а ячейки, выходными сигналами которых являются импульсы напряжения, показаны на рис. 38 б) и г). С точки зрения получения максимальной амплитуды выходного сигнала, нестрогих требований к допускам на разброс параметров и наибольшего быстродействия наилучшим является режим переключения напряжения (см. 2.10 а)), однако, в этом режиме увеличивается потребляемая мощность, выделяемая на сопротивлениях Z . Компромиссным будет выбор сопротивления нагрузки согласно выражению /62/

$$Z_H = 4R, \quad (3.21)$$

где R определяется выражением (12), а Z_H - эквивалентное сопротивление нагрузки, равное $Z/2$ для ячеек, изображенных на рис. 38 а) и б), и $\frac{Z_x \cdot Z_y}{Z_x + Z_y}$ - для ячеек, показанных на рис. 38 в) и г).

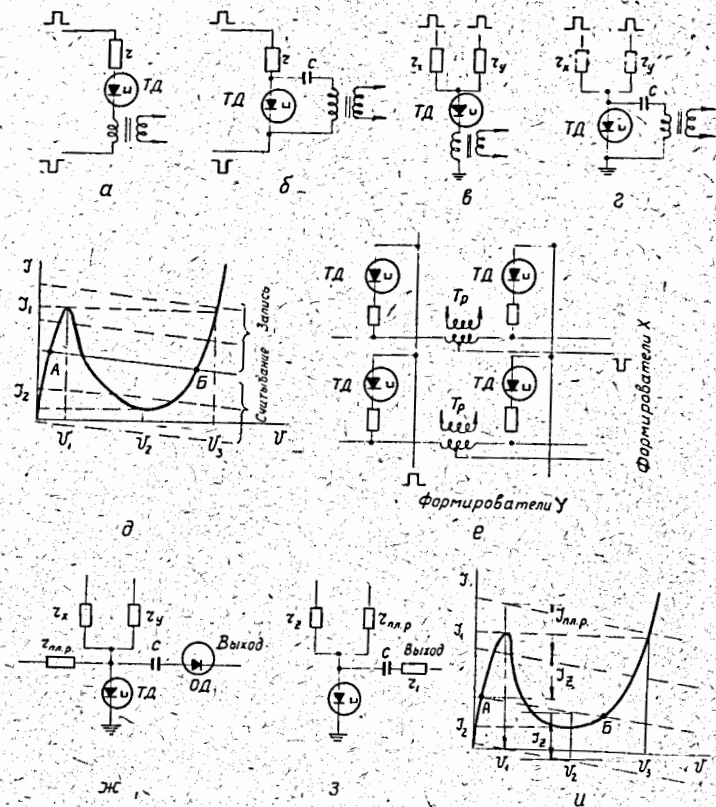


Рис. 38. Основные типы запоминающих ячеек, работающих по принципу совпадения полutoков:

- а), в) ячейки с токовым выходом;
- б), г) ячейки, с выхода которых снимаются импульсы напряжения;
- д) графическое пояснение принципа работы ячейки с записью и считыванием совпадением полutoков;
- е) участок матрицы запоминающего устройства, работающего по принципу совпадения полutoков;
- ж) запоминающая ячейка с обращенным диодом на выходе для устранения сигналов помехи при неполном считывании;
- з), и) схема запоминающей ячейки типа Σ и графическое пояснение принципа работы.

При таком выборе нагрузки амплитуда составляет 90% от максимальной возможной амплитуды выходного импульса U_3 в режиме переключения напряжения. На рис. 38 д поясняется графически работа запоминающей ячейки, основанной на принципе совпадения полупериодов. Точка А соответствует обычно состоянию "0", а точка Б на диффузионной ветви — состоянию "1". Считывание с такого элемента памяти может быть как с разрушением информации, так и без, однако, в последнем случае требуются вспомогательные устройства для определения состояния диода. При считывании с разрушением информации на элемент подаются полупериоды противоположной полярности.

Ряд запоминающих устройств, использующих ячейку типа демонстрируемой на рис. 38 д, описан в работах /128, 129, 131, 132/. Было построено также устройство памяти на основе ячейки, показанной на рис. 38 а /73, 94/, которое обсуждается ниже. На рис. 38 е приводится часть матрицы на этих элементах. Для выборки ячейки к одному ряду формирователей прикладывается импульс, амплитуда которого больше половинной амплитуды, необходимой для переключения элемента, но все же меньше полной амплитуды. Ко второму ряду формирователей прикладывается импульс противоположной полярности, но той же амплитуды. При совпадении импульсов элемент переключается, и на обмотке импульсного трансформатора считывания появляется импульс тока. Паразитные импульсы, возникающие на полувозбужденных ячейках матриц, можно скомпенсировать, включая вторичные обмотки трансформаторов считывания в противоположном направлении, навстречу друг другу. Недостатком такой схемы компенсации являются импульсы считывания противоположной полярности, снимаемые с этих обмоток, однако, этот недостаток просто преодолеть схемными методами. Недостатком компенсации является также неодинаковость амплитуд импульсов помехи в разных состояниях

элемента памяти, что при необходимости получения хорошего отношения сигнал-помеха ограничивает число элементов памяти. Анализ помех, возникающих в полувозбужденных ячейках, работающих по принципу совпадения полупериодов /62/, показывает, что из-за различия амплитуд помех в состояниях диода "0" и "1" применение трансформаторов для компенсации неэффективно. Лучшие результаты получаются, когда уровни помех ограничиваются с помощью обычных или обращенных диодов или транзисторов /62, 129, 132/. Вариант ячейки с таким ограничением приведен на рис. 38 ж.

Необходимость совпадения двух токов для записи и считывания приводит к жестким требованиям к допускам на параметры ячеек. Так, например, в экспериментальном устройстве на 64 ячейки, работавшем по принципу совпадения полупериодов, при допусках на токи диодов $\pm 10\%$ и на напряжении питания $\pm 3\%$ допуск на сопротивления составлял $\pm 1\%$. Требования особенно увеличиваются, если используются туннельные диоды на γ_2 -германии, у которых параметры сильно зависят от температуры. Увеличение сопротивлений нагрузки и, отсюда, потребляемой мощности несколько смягчает требования к разбросу токов туннельных диодов. Вопрос допусков в ячейке, основанной на принципе совпадения полупериодов, рассматривался в работе /132/, согласно которой суммарный допуск в такой ячейке может быть доведен до 20%.

в) ЗУ типа Z .

При использовании памяти, построенной по системе Z /130/, значительно снижаются требования к допускам на элементы и отсутствуют проблемы, связанные с компенсацией помех. В системе типа Z адресное устройство выбирает числовую линейку, и ток выборки I_2 поступает только на выбираемые ячейки. Запись и регенерация инфор-

мации осуществляется подачей тока $J_{н.р.}$ по плоскостям непосредственно на запоминающие ячейки. Т.к. импульс считывания поступает всего лишь на одну ячейку плоскости, то помеха на выходе усилителя считывания плоскости всегда много меньше сигнала считывания единицы, и специальных ограничителей помех не требуется (в системе памяти с выборкой по совпадениям полутоков при подаче полутока на плоскость помеха на выходе плоскости суммируется). Ячейка ЗУ типа Z показана на рис. 38 з с пояснением принципа работы на рис. 38 и. Важным преимуществом системы типа Z является возможность использования диодов с большим разбросом параметров. Так, например, для $Z_n = 8R$ и допуске на сопротивления 5%, допуск на ток максимума для системы с выборкой по совпадениям полутоков и системы типа Z ^{/62/} составляет $\pm 3\%$ и $\pm 10\%$ и на ток минимума $\pm 30\%$ и $\pm 50\%$, соответственно. Поэтому несмотря на некоторое усложнение устройства управления система Z обладает большими возможностями.

г) Оценки быстродействия

Быстродействие запоминающих устройств зависит не только от быстродействия самих туннельных диодов, но и от скорости работы усилителей считывания и других вспомогательных устройств. В ЗУ с разрушением информации при считывании скорость работы оценивается временами записи, считывания и регенерации. Проведенные в работе ^{/62/} оценки показывают, что для ЗУ типа Z суммарное время записи-считывания описывается простым выражением:

$$t_{\text{зап.}} + t_{\text{счит.}} = 10RC, \quad (3.22)$$

в котором R определяется из формулы (2.12), а C — емкость туннельного диода. Например, для диода на p -германии с $R = 30$ ом и $C = 10$ пф это время равно 3 нсек. Анализ проводился на основе

кусочно-степенной аппроксимации вольтамперной характеристики диода для режима переключения напряжения. Превышение при записи "1" $K_1 = \frac{J_{вк.} - J_1}{\Delta J}$ и превышение при считывании "1" $K_2 = \frac{J_2 - J_{вк.}}{\Delta J}$ составляли 0,1 и 0,15, соответственно. Длительность импульсов записи и считывания при тех же предположениях определяется выражениями

$$T_{\text{имп.зап.}} \geq 3,8 RC, \quad (3.23)$$

$$T_{\text{имп.счит.}} \geq 5,8 RC. \quad (3.24)$$

Время записи-считывания для ЗУ, основанного на принципе совпадения полутоков, оказывается примерно тем же, что и для ЗУ типа Z . Быстродействие ЗУ, в котором считывание осуществляется без разрушения информации, оказывается вдвое большим. В современных практически используемых схемах ЗУ (см., например, ^{/128/}) суммарное время цикла составляет 100 нсек, хотя имеются сообщения о разрабатываемых устройствах с временем цикла 10 нсек ^{/127/}.

д) Способы считывания без разрушения информации.

Для осуществления считывания без разрушения информации имеется ряд предложений ^{/62,73/}. В ячейке, применяемой в системе типа Z для считывания без разрушения информации, можно использовать различную кривизну участков положительного сопротивления на туннельной и диффузионной ветвях характеристики. Так как наклон диффузионного участка меньше, чем наклон туннельного участка, импульс напряжения, снимаемый с диода, когда он находится в состоянии с большим напряжением при считывании, будет больше сигнала, снимаемого, когда диод находится на туннельной ветви. В ячейке, работающей по принципу совпадения полутоков, рабочую точку Б (см. рис. 38д) можно выбрать, используя различную кривизну диффузионного участка характеристики, так, чтобы диффузионная помеха от полувозбужденной

ячейки была значительно меньше импульса считывания. Различие кривизны участков вольтамперной характеристики в двух состояниях диода позволяет определять эти состояния с помощью амплитуды частоты биений, получаемых, когда два сигнала разной частоты прикладываются к диоду. Эта частота будет разной для каждого состояния. Если использовать тот факт, что в одном состоянии емкость диода сильно зависит от напряжения, то параметрический генератор на туннельном диоде будет обнаруживать колебания только в том состоянии, когда емкость меняется с напряжением. Туннельный диод, находясь в состоянии с большим напряжением, может просто перебросить другой, вспомогательный туннельный диод, используемый для считывания, или запустить генератор на вспомогательном диоде, так что возникновение колебаний будет соответствовать состоянию "1". Две ячейки, в которых считывание производится без разрушения информации, показаны на рис. 39 а) и б). В первой ячейке перед записью информации смещением производится установка туннельного диода в состояние с малым напряжением. Выборка слова производится отрицательным импульсом, и, если требуется записать единицу, на шину записи подается потенциал земли. После прекращения действия импульса диод удерживается в состоянии с большим напряжением током смещения. Когда требуется записать состояние "0", на шину записи также поступает отрицательный импульс. Амплитуда импульса записи порядка 300 мв, что вполне достаточно для переключения диода на диффузионную ветвь характеристики. Для считывания состояния диода к шине выборки слова прикладывается отрицательный импульс, а шина записи-считывания находится на потенциале земли. Тогда, если туннельный диод смещен на туннельную ветвь, импульс, амплитуда которого более 300 мв, пройдет на

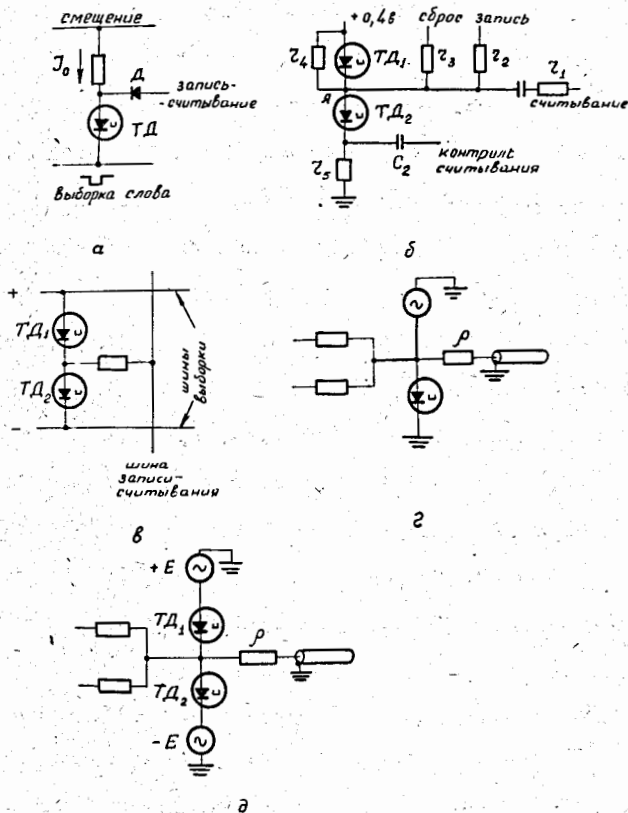


Рис. 39. а), б), в) некоторые типы запоминающих ячеек со считыванием без разрушения информации, динамические запоминающие ячейки памяти с линиями задержки: г) с одним туннельным диодом; д) с балансной парой.

шину считывания (падение напряжения на диоде Д, смещенном в прямом направлении, при рабочих токах равно 250 мв). Если же туннельный диод находится в состоянии с большим напряжением, то сигнал через диод на шину считывания не пройдет. Подобная ячейка была использована в разработках оперативных ЗУ /83, 133/. Вторая ячейка, демонстрируемая на рис. 39 б, подобна аналого-пороговой схеме типа Чоу (см. рис. 32б). Из двух туннельных диодов один всегда находится в состоянии с малым напряжением, а другой в состоянии с большим. Перед началом каждого цикла записи на ячейку подается отрицательный импульс сброса, который устанавливает ТД₂ в состояние с малым напряжением. При записи "1" положительный импульс поступает на шину записи и переключает ТД₂ на диффузионную ветвь характеристики. Для считывания информации положительный импульс прикладывается к шине контроля считывания. Если ТД₂ находится в состоянии с большим напряжением, то сигнал контроля считывания, проходя в точку А, затухает. Когда ТД₂ находится в состоянии с малым напряжением, затухания импульса контроля считывания не будет. Ячейка использовалась для построения оперативной памяти со считыванием без разрушения информации объемом в 20 слов, по 50 разрядов каждое, и с временем записи-считывания 20 нсек /83/.

В качестве запоминающего элемента может быть применена балансная пара Гото /76/ (см. 2.12, рис. 27). На рис. 39в изображена ячейка матрицы памяти со считыванием без разрушения информации, предложенная Мурата /76/. Схема имеет два устойчивых состояния, выбор которых контролируется подачей тока соответствующей полярности в точку соединения диодов. Считывание без разрушения информации с такой ячейки осуществляется по знаку изменения тока, поступающего на шину считывания, при изменении напряжения на одной из шин выборки.

е) Динамические запоминающие ячейки

На рис. 39 г) и д) приведены два варианта запоминающих ячеек на туннельных диодах и электромагнитных линиях задержки - на одном туннельном диоде и на балансной паре, соответственно. Принцип работы этих ячеек заключается в следующем: в течение каждого периода синусоидального напряжения питания туннельный диод (или балансная пара) вырабатывает сигнал, который подается на линию задержки, отражается от разомкнутого второго конца линии и гасится на нагрузочном сопротивлении ρ , равном волновому сопротивлению линии. Схема является динамическим триггером. При синхронизации задержки и периода напряжения питания в такой линии может храниться слово из нескольких двоичных разрядов (например, в динамическом триггере на балансной паре, предложенном и выполненном Гото /76/, хранилось 16 двоичных разрядов при частоте повторения 30 МГц.

При испытании динамического триггера на одном туннельном диоде, описанном в работе /134/, была получена максимальная частота работы 450 МГц, а элемент с балансной парой работал до частоты 1 ГГц. Длина слов при этом достигала 180 двоичных разрядов.

3.3. Триггерные и пересчетные схемы

а) Двоичные ячейки с туннельно-диодными парами, условия запуска, примеры схем счетчиков.

Применение туннельных диодов для построения триггерных и пересчетных схем привело к значительному увеличению быстродействия этих схем по сравнению с аналогичными схемами на транзисторах и лампах при одновременном их упрощении. Анализ триггерных схем на туннельных диодах посвящены обзоры /16, 135/.

Одной из наиболее перспективных схем для счета является балансная пара (см. 2, 12, рис. 27, а также 31 в). При введении в такую схему заминающего элемента, например, индуктивности L_2 или короткозамкнутой линии задержки $l/2$, можно получить простую пересчетную ячейку на два. Возможный вариант двоичной ячейки приводится на рис. 40а. На рис. 40 б дается графическое пояснение цикла пересчета. Условия, определяющие требуемое напряжение смещения для того, чтобы схема обладала двумя устойчивыми состояниями, приводились выше (см. выражение (76)). Схемы такого типа допускают разброс напряжения питания $\pm 25\%$.

Интересно рассмотреть работу ячейки в двух крайних случаях: при запуске ее импульсами тока и при запуске импульсами напряжения.

В исходном состоянии один из туннельных диодов, например TD_1 находится в состоянии А, второй - в состоянии В. Память обеспечивается введением индуктивности $L_2 \gg L_1$. При подаче на вход схемы импульса тока $I_{вх}$, превышающего порог срабатывания диода TD_1 , последний переключается на диффузионную ветвь характеристики, причем, если длительность импульса много меньше постоянной $\frac{L_1}{2}$, за время переключения ток через индуктивности L_1 и L_2 практически не изменится. Тогда после прекращения действия импульса TD_1 окажется смещенным в точку B_1 , а TD_2 останется в точке В. Сумма напряжений на диодах теперь будет больше напряжения E , поэтому начнет заряжаться индуктивность L_1 и рабочие точки диодов будут двигаться к минимуму тока. Очевидно, что первым достигнет минимума TD_2 и произойдет переключение его в точку А. На заключительной стадии процесса восстановления перезарядается индуктивность L_2 (схема является балансной и сигналом разбаланса будет смена полярности тока, протекающего через индуктивность L_2), в результате чего TD_2 оказывается

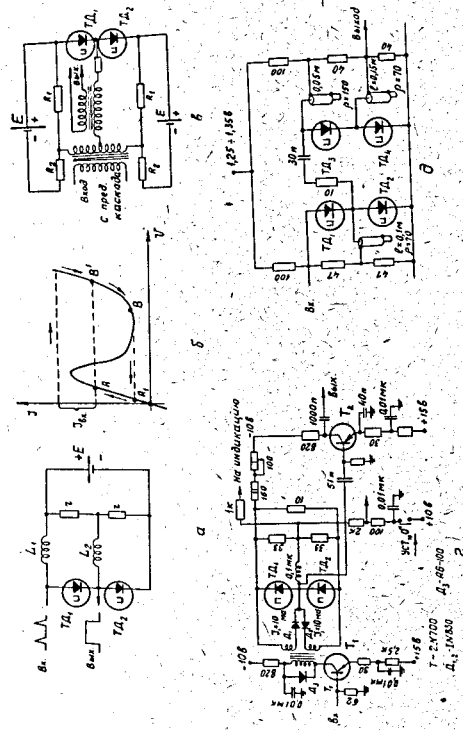


Рис. 40. Двоичные триггерные и пересчетные схемы с туннельно-диодными парами:

- а) двоичная ячейка,
- б) графическое пояснение цикла пересчета,
- в) двоичная ячейка с согласующим трансформатором,
- г) каскад двоичной пересчетной схемы со скоростью счета 150 Мгц,
- д) схема пересчета на 4 с линией задержки в качестве замещающих элементов, способная считать периодические импульсы с частотой 200 Мгц.

в состоянии А, а ТД₁ - в состоянии В. При подаче следующего входного сигнала ТД₁ вернется в состояние А, ТД₂ окажется в состоянии В, а с индуктивности L₂ можно будет снять сигнал изменения направления тока. Таким образом осуществляется пересчет на два.

При переключении такой ячейки импульсами напряжения туннельные диоды взаимодействуют друг с другом в самом процессе переключения, и напряжения на них изменяются в противоположном направлении. Благодаря этому увеличение напряжения на диоде ТД₁ при переключении его на диффузионную ветвь характеристики приводит к уменьшению напряжения на ТД₂ и переключению его на туннельную ветвь характеристики. Быстродействие пересчетных ячеек в таком режиме выше, так как исключается стадия зарядки индуктивности L₁ (суммарное напряжение на диодах не меняется).

Каскадирование подобных ячеек возможно без промежуточных формирующих устройств. Импульс, формируемый диодом в предыдущей ячейке, имеет вершину, находящуюся в области диффузионной ветви характеристики туннельного диода и является практически импульсом напряжения, то-есть оптимальным для запуска следующей ячейки. Однако для повышения надежности запуска в межкаскадных цепях применяются RC-цепочки, полупроводниковые диоды, транзисторы, обращенные диоды. Применяются также согласующие импульсные трансформаторы, паразитная индуктивность которых является одновременно заминающей индуктивностью ячейки (см. рис. 40 в). На рис. 40 г показан один каскад пересчетной схемы, скорость счета которой достигает 150 Мгц.^{/138/} Каскад представляет собой триггер с диодным управлением запуском. Для согласования каскадов используются транзисторы. Допуск на детали и напряжения питания составляет +7%. Схема работоспособна до температуры +50°C. В ячейке были использованы германиевые

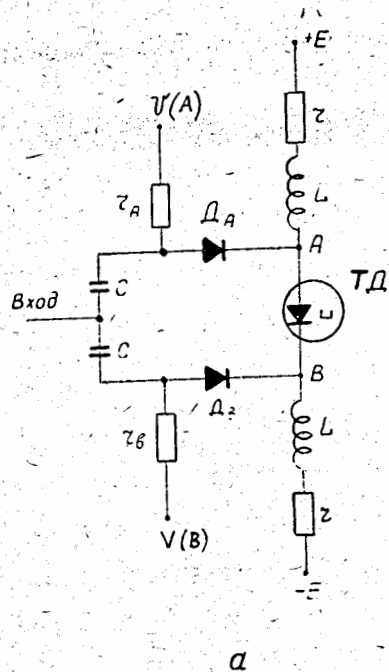
туннельные диоды с временем переключения ~ 0,4 нсек.

На рис. 40 д демонстрируется схема пересчета на 4, способная считать периодические импульсы с частотой до 200 Мгц. Входная ячейка имеет предельную частоту порядка 300 Мгц. В качестве элемента памяти и для формирования сигналов по длительности применяются короткозамкнутые отрезки кабеля. Использовались германиевые туннельные диоды с J₁=10 ма и I₂ ма (ТД₃ + ТД₄) и с временем переключения 0,2 + 0,4 нсек. В литературе описан также двоичный счетчик на 400 Мгц.^{/104/}

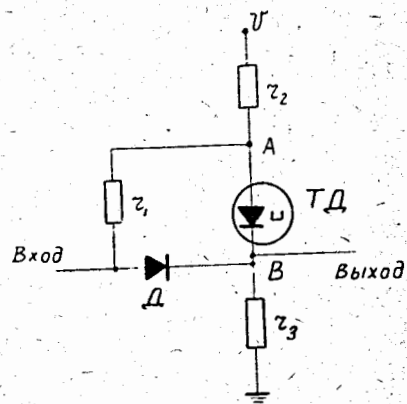
б) Двоичные ячейки на одном туннельном диоде, способы запуска.

Так как при соответствующем смещении туннельный диод обладает двумя устойчивыми состояниями, то можно выполнить двоичный триггер на одном туннельном диоде, если автоматически переключать точку приложения входных импульсов в зависимости от состояния триггера, либо преобразовывать входные импульсы в сигналы чередующейся полярности. Примером схем первого типа являются триггеры, описанные в работах^{/135, 139, 140/}.

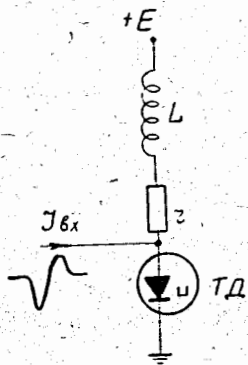
На рис. 41 а приводится схема, которая имела разрешение по отношению к двойным импульсам 10⁻⁸сек.^{/139/} В описанном триггере автоматически выбирается требуемая точка запуска. Потенциалы в точках А и В будут зависеть от того, в каком состоянии находится туннельный диод, и при изменении состояния схемы они будут изменяться в противоположных направлениях. Диоды Д_А и Д_В служат для запуска схемы. Потенциалы U(A) и U(B) выбраны таким образом, что Д_А проводит, когда рабочая точка туннельного диода находится на туннельном участке характеристики, а Д_В проводит, когда рабочая точка туннельного диода расположена на диффузионной ветви характеристики. Положительный импульс в канале А будет стремиться переключить



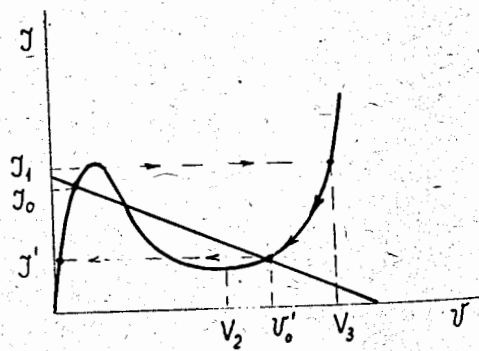
а



б



в



г

Рис. 41. Двоичные пересчетные ячейки на одном туннельном диоде:
 а), б) варианты ячеек с запуском через диодные ключевые схемы;
 в), г) триггерная ячейка с запуском разнополярными импульсами
 и графическое пояснение принципа работы.

читать ТД из состояния с малым напряжением в состояние с большим напряжением, а положительный импульс в канале В будет переключать туннельный диод в обратном направлении. Так как скачок напряжения на туннельном диоде при переключении равен $\sim (U_3 - U_1)$, то изменение смещения на диоде равно $1/2 (U_3 - U_1)$. Для симметрии обоих каналов $U(A) - U(B)$ должно быть равно $1/2 (U_3 - U_1)$. После прекращения действия входного импульса схема остается в неустойчивой точке на участке отрицательного сопротивления. Для окончательного выбора состояния схемы используются малые индуктивности, собственно, в быстрых схемах иногда достаточно индуктивности монтажа. Для правильной работы схемы важно, чтобы длительность входных импульсов была меньше времени переключения схемы. В данной схеме для запуска применялись обычные германиевые диоды, смещенные в начальную точку характеристики (можно применять также обращенные диоды). В быстрой схеме предпочтительнее индикация состояний дифференциальным усилителем с включением плеч в точки А и В. Можно просто одно из плечей схемы включить в эмиттер триода и осуществлять индикацию по изменению тока коллектора. На рис. 41 б демонстрируется еще одна схема подобного типа, которая работает следующим образом: пусть падение напряжения на диоде в начальном состоянии мало, так что входной положительный импульс проходит в точку А и перебрасывает туннельный диод в состояние с малым током, но большим напряжением. После перехода ТД в состояние с большим напряжением падение напряжения на Д таково, что он слегка открыт. Теперь следующий положительный импульс пройдет в точки А и В. В точке А действие его будет незначительно, по сравнению с действием в точке В, поэтому туннельный диод вернется в исходное состояние.

Сопротивление Z_1 должно быть достаточно большим, чтобы входной сигнал не влиял на работу туннельного диода. Время переключения схемы определяется диодом Д. В описанной схеме была достигнута скорость работы 30 Мгц. Чувствительность схемы определяется сопротивлением нагрузки туннельного диода. Триггер на одном туннельном диоде может запускаться импульсами чередующейся полярности^{/35/}, двуполярными сигналами^{/141/} и однополярными сигналами (в схеме триггера с индуктивностью при определенном выборе параметров схемы и входного импульса).

На рис. 4Г в) и г) дана схема и поясняется принцип действия триггера на одном туннельном диоде, запускаемого двуполярными импульсами. Пусть в начальный момент схема находится в состоянии с большим напряжением. Тогда отрицательный импульс, пришедший на вход, перебросит триггер в состояние с малым напряжением (соответственно линии нагрузки по переменному току), а если положительный заход меньше по амплитуде, чем $J_1 - J'$ (см. рис. 4Г г), то диод останется в этом состоянии. Постоянная времени, связанная с индуктивностью L , должна быть достаточно большой по сравнению с длительностью входного импульса. Со временем диод вернется в состояние J_0 . При поступлении на вход второго такого же импульса отрицательный импульс, очевидно, не вызовет переключения диода, а положительный заход, если он больше $J_1 - J_0$, переведет триггер в состояние с большим напряжением. Следующий импульс, пришедший после возвращения диода в состояние J' , снова перебросит триггер. Таким образом, подавая на вход отрицательные импульсы с положительным заходом по току в пределах $J_1 - J_0 < J_{гх} < J_1 - J'$, получают простую пересчетную ячейку на два.

Чувствительность к отрицательным импульсам, возвращающим триггер в исходное состояние, меняется от величины $U_3 - U_0'$ до максимального значения $U_3 - U_2$, поэтому, если на вход схемы подавать импульсы отрицательной полярности с амплитудой чуть большей $U_3 - U_0'$, схема будет работать как делитель частоты. Коэффициент деления зависит от постоянной времени и от амплитуды импульсов. Проведенные эксперименты показали, что схема, работающая на частотах до 3000 Мгц, делила частоту до звуковых частот^{/145/}. При соответствующем выборе сопротивления нагрузки Z , индуктивности L и данной емкости диода C можно подобрать амплитуду запускающих однополярных импульсов таким образом, что схема будет пересчитывать на 2 за счет нелинейных переходных процессов. Для анализа работы подобной схемы необходимо решение уравнения:

$$\frac{dJ}{dU} = \frac{C(E - J_2 - U)}{L(J - f(U))} \quad (3.25)$$

При решении этого уравнения используются методы, известные из теории автоматического регулирования с применением цифровых вычислительных машин. В работе^{/142/} для выбора параметров схемы при входном импульсе много меньшем по длительности постоянной времени, связанной с индуктивностью, использовались соотношения:

$$Z = \frac{400}{J_1} ; \quad \frac{\sqrt{L}}{Z} = 3,5 \quad (3.26)$$

Вариант двоичного триггера на двух туннельных диодах демонстрируется на рис. 42а^{/146/}. Для пояснения принципа работы схемы можно считать, что в исходном положении ТД₁ находится в состоянии с малым напряжением, а ТД₂ - в состоянии с большим напряжением. Если приложить положительный импульс к плечу с малым напряжением, ТД₁ изменит

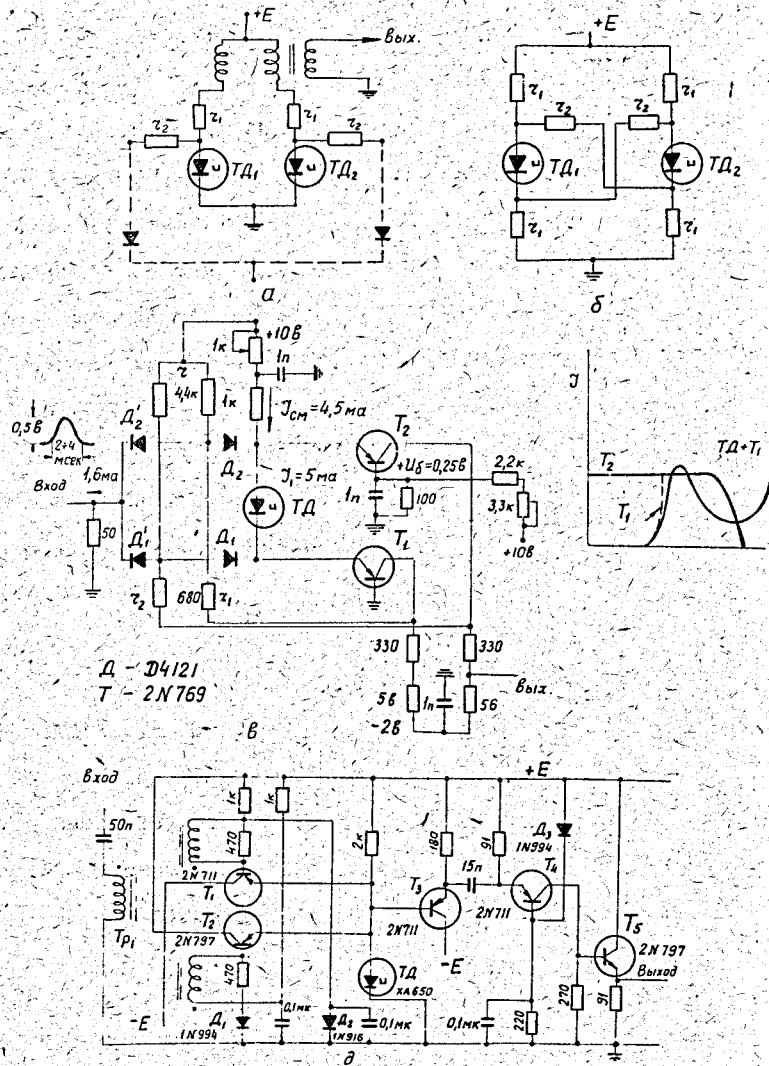


Рис. 42. а), б) варианты триггерных схем с двумя диодами, триггерные ячейки, в которых туннельные диоды используются в комбинациях с транзисторами;
 в) схема на одном туннельном диоде с диодным запуском и дополнительными выходами через транзисторы в режиме общей базой со скоростью счета 280 Мгц;
 г) графическое пояснение к предыдущей схеме;
 д) двоичная ячейка на одном туннельном диоде с управлением триодным запуском со скоростью счета 200 Мгц.

состояние. Переданный через трансформатор отрицательный импульс переведет TD_2 в состояние с малым напряжением. Можно получить счетный запуск, подавая импульсы через сопротивления Z_2 и диоды на счетный вход и используя тот факт, что сопротивление диода в состоянии с малым напряжением намного меньше, чем в состоянии с большим. На основе этого триггера были построены двоичные счетчики на 8 на туннельных диодах. Промежуточными каскадами служили одновибраторы на туннельных диодах, выполнявшие роли усилителей и формирователей. Была получена скорость счета 22 Мгц с туннельными диодами с отношением $\frac{I_1(\text{ма})}{C(\text{пф})} = 0,8$. Показанный на рис. 42б триггер при соответствующем выборе параметров обладает двумя состояниями и является более быстродействующим, ввиду отсутствия индукционных токов, но требует большого запускающего импульса, и амплитуда его выходного сигнала — вдвое меньше.

Комбинации туннельный диод-транзистор в схеме с общим эмиттером или туннельный диод-транзистор в схеме с общей базой (см. 2.13 рис. 28 а и б) позволяют осуществить ряд быстрых триггерных схем. В этих схемах отсутствуют обычные трудности согласования отдельных каскадов, связанные с тем, что туннельный диод является двуполусником, кроме того, рабочие уровни напряжений в таких схемах выше, чем при использовании одних туннельных диодов. Последнее оказывается удобным, например, в случаях, когда необходимо производить индикацию состояний триггерных схем. При использовании туннельных диодов для запуска транзисторных триггерных схем чувствительность последних улучшается в десятки раз $\sqrt{I_{47}}$.

На основе комбинации туннельный диод-транзистор в схеме с общей базой была осуществлена двоичная пересчетная схема, на туннельном диоде, способная считать импульсы до частоты 280 Мгц $\sqrt{I_{48}}$.

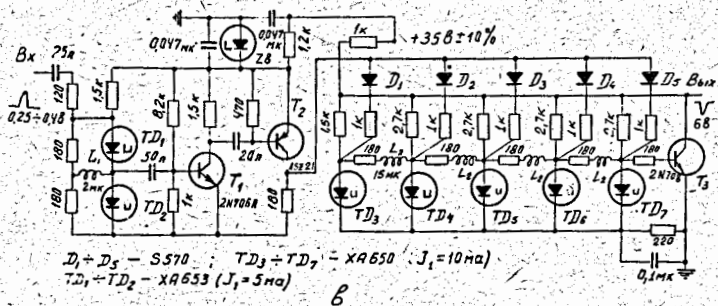
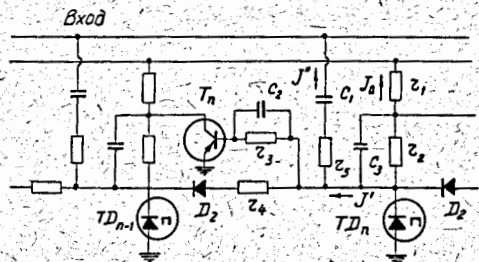
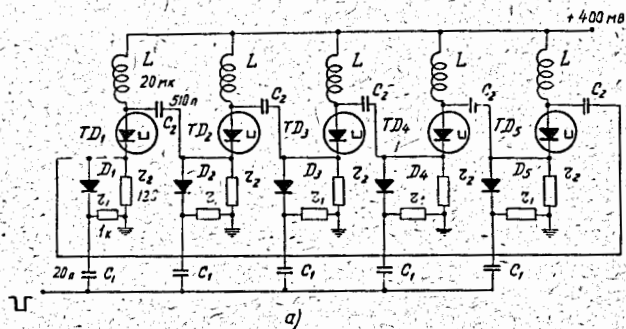
(см. рис. 42 в). На рис. 42 г дается графическое пояснение. Когда падение напряжения на туннельном диоде мало (диод смещен на туннельный участок характеристики), ток смещения следует через транзистор Tr_1 , а транзистор Tr_2 - закрыт положительным напряжением смещения $+U_5 = 0,25$ в. При подаче запускающего сигнала на туннельный диод он переключается на диффузионную ветвь характеристики, транзистор Tr_2 открывается, триод Tr_1 закрывается из-за перераспределения напряжения между диодом и переходом эмиттер-база транзистора Tr_1 . Для счетного запуска такого триггера необходима система управляемых ворот. Ток запуска определяется сопротивлением Z . Диоды D_1 и D_2 закрыты небольшим обратным напряжением. В зависимости от того, какой из триодов находится в проводящем состоянии, проводит один из диодов D_1 , D_2 . Диод, управляемый закрытым триодом, оказывается запертым, так как ток, который проходит через Z , поступает через сопротивление коллектора на шину питания - 2 в. При подаче на вход положительного импульса закрывается один из диодов D_1 , и туннельный диод с поступлением соответствующего импульса тока меняет состояние. Диоды D_1 должны обладать малым временем восстановления. Выходной импульс тока триггера равен 3 ма на уровне 0,3 в. Схема оказывается температурно компенсированной, так как разность напряжений между эмиттерами Tr_1 и Tr_2 остается постоянной при изменении с температурой падения напряжения промежутка база-эмиттер. Чувствительность схемы можно менять с помощью напряжения $+U_5$. Допуск на детали в схеме - 10% за исключением туннельного диода, допуск на ток максимума которого составляет - 5%. Оптимальный ток максимума был равен 10 ма при собственном времени переключения диодов 2 ± 5 нсек. На рис. 42 д показана двоичная ячейка на одном туннельном диоде с

управляемым триодным запуском /107/. В зависимости от состояния туннельного диода закрыт либо транзистор Tr_1 , либо транзистор Tr_2 , и на диод ток либо поступает, либо отбирается с него. Трансформатор обеспечивает также усиление входного сигнала. Была достигнута скорость счета 200 мгц. При использовании данной двоичной ячейки в декаде было получено разрешающее время 10 нсек. Допустимый разброс амплитуды входного сигнала равен ~ 2 . Применялись туннельные диоды из арсенида галлия с током максимума 10 ма и временем переключения ~ 1 нсек.

в) Кольцевые и декадные пересчетные схемы.

На рис. 43а приведена схема кольцевого счетчика на туннельных диодах с коэффициентом пересчета 5, описанная в работе /135/. Схема содержит пять триггеров на туннельных диодах $TД_1 \div TД_5$, из которых лишь один (например $TД_1$) находится в состоянии с малым падением напряжения на нем, а остальные - в состоянии с большим напряжением (напряжение на этих диодах близко к напряжению источника питания). Благодаря этому на диод D_1 задано прямое напряжение, компенсирующее порог, связанный с тем, что вольт-амперная характеристика диода начинается не с нуля, а от напряжений порядка 0,3 в (см., например, рис. 1с) часть 1). На диодах $D_2 \div D_5$ напряжение близко к нулю. Схема была выполнена с диодами на основе Zn -германия.

Отрицательный входной импульс, подаваемый на все ячейки кольца, проходит лишь на $TД_1$, опрокидывая его в состояние с большим напряжением. Положительный импульс, формируемый при этом диодом $TД_1$, перебрасывает следующий триггер на диоде $TД_2$ в состояние с малым падением напряжения на диоде. Недостатком схемы, присущим



3. Кольцевые и декадные пересчетные схемы:

- а) кольцевой счетчик с коэффициентом пересчета 5;
- б) разряд кольцевого счетчика со скоростью счета 100 Мгц;
- в) один из возможных вариантов декадного счетчика-сочетание двоичной ячейки с балансной парой и кольцевого счетчика на 5.

многим счетным схемам, выполненным только на туннельных диодах, является малый допуск на напряжение питания (3-5%).

Для повышения надежности схем применяются обычно промежуточные усилители на транзисторах /72, 135, 149/. Описан кольцевой счетчик такого типа, способный пересчитывать синусоиду с частотой 100 Мгц и имеющий разрешающее время 10^{-8} сек. На рис. 43 б приводится схема подобного счетчика с коэффициентом пересчета n . Логически счетчик состоит из схем "И" на туннельном диоде в каждом каскаде с небольшой задержкой между каскадами. Вход каждого каскада связан с предшествующим каскадом по постоянному току и связан накоротко по переменному совходом конденсатором. Таким образом, каскад n перейдет в состояние "I" только после того, как предыдущий, $(n-1)$ каскад находился в этом состоянии. Импульс возврата в начальное состояние переведет $(n-1)$ -й каскад в исходное нулевое состояние в момент срабатывания n -го. Для того, чтобы на вход каждого каскада поступал только один импульс между каскадами вводится задержка. Сопротивления $Z_1 + Z_2$ обеспечивают смещение диода в режиме работы с двумя устойчивыми состояниями. Сопротивления Z_1, Z_2, Z_4 и Z_5 выбраны таким образом, чтобы

$$J_0 + J' < J_1; J_0 + J'' < J_1; J_0 + J' + J'' > J_1,$$

где J_1 - ток максимума туннельного диода. Следовательно, когда предыдущий каскад находится в состоянии "I", входной импульс переведет ячейку в состояние "I". При переходе каскада в состояние с большим напряжением триод насыщается и сбрасывает на "0" предыдущий каскад. Емкости C_2 и C_3 увеличивают скорость переключения, диод D_2 вводится для ограничения обратного тока, когда TD_{n-1} находится в состоянии с малым напряжением, а D_n - в состоянии с большим напряжением. Требуемая задержка обеспечивается собственным временем

переключения туннельного диода. На входе схемы находится диод из арсенида галлия с $J_1 = 50$ ма, который нагружен на 50-омный кабель, являющийся собственно входом счетчика. Этот диод срабатывает при подаче импульса 2,5 в, таким образом, работа схемы не зависит от формы входного импульса. Схема проверялась от генератора двойных импульсов с длительностью 3 нсек.

На рис. 43 в демонстрируется один из возможных вариантов декадного счетчика, когда коэффициент пересчета 10 достигается использованием двоичной ячейки на входе совместно с кольцевой пересчетной схемой на 5. Схема обеспечивала счет до частоты 20 Мгц^{/150/}. Применялись диоды из арсенида галлия.

г) Пересчетные ячейки на основе схем со многими состояниями из последовательно соединенных туннельных диодов.

Описанные в части II цепочки последовательно включенных туннельных диодов (см. 2.12, рис. 25 б) применяются для построения пересчетных схем с различными коэффициентами пересчета. Принцип работы таких схем поясняется на рис. 44 а. Цепочка туннельных диодов $TD_1 - TD_n$ с приблизительно равными токами максимума смещена током $J_{см}$, так что в исходном состоянии падение напряжения на всех туннельных диодах мало (диоды смещены на туннельную ветвь характеристики). При подаче на вход последовательности импульсов напряжения с амплитудами, достаточными для переключения только одного диода, диоды по одному переключаются в состояние с большим напряжением. Когда суммарное напряжение на диодах превышает пороговое напряжение дискриминатора, срабатывает система сброса, возвращающая диоды в исходное состояние. На рис. 44 б приводится схема такого счетчика^{/151/}. В начальный момент все диоды током смещения $J_{см}$ удерживаются на туннельной ветви характеристики в некоторой точке, и суммарное напряжение равно nU_A . Если через

емкость связи на цепочку поступит импульс напряжения соответствующей амплитуды, то произойдет переключение одного из диодов (очевидно, имеющего наименьший ток максимума), и напряжение на диодах станет равным $U_B + (n-1)U_A$ (U_B - некоторая точка на диффузионной ветви характеристики). Следующий импульс такой же амплитуды переведет цепочку в состояние с напряжением $2U_B + (n-2)U_A$. После прихода 10-го импульса напряжение на цепочке достигнет величины $10U_B$ и произойдет срабатывание триода, порог которого лежит чуть ниже этого напряжения. Шунтирующий триод T_2 откроется до насыщения и вернет диоды в начальное состояние с суммарным напряжением nU_A . Трансформатор Tr служит для изменения полярности импульса. Смещение на триоде T_1 устанавливается потенциометром. Оно равно приблизительно 4в. Применявшиеся в декадном счетчике диоды имели разброс токов максимума от 2,3 ма до 1,8 ма и разброс токов минимума от 0,3 ма до 1,1 ма. При таком разбросе величина $J_{см}$ должна лежать в пределах от 1,1 ма до 1,8 ма. Этот разброс весьма ограничивает диапазон возможных токов смещения и амплитуд входных импульсов. Они были соответственно равны: $J_{см} = 1,53 \pm 0,01$ ма, и амплитуда входного импульса - от -5,45 в до -5,58 в. В счетчике на 5 при использовании диодов с 10%-ым разбросом параметров диапазон входных импульсов расширился от -1,5 в до -2,2 в. Для декады было получено разрешение 14 нсек при переключении диодов и только 50 нсек после возвращения к исходному состоянию из-за медленного выхода триода из насыщения. Чтобы избежать такого увеличения мертвого времени можно использовать "реверсивный" режим, когда сигнал с дискриминатора используется для переключения полярности входных импульсов, в результате чего переход схемы в начальное состояние происходит также ступенчато и, следовательно, время перехода схемы из одного состояния в другое остается постоянным^{/152/}.

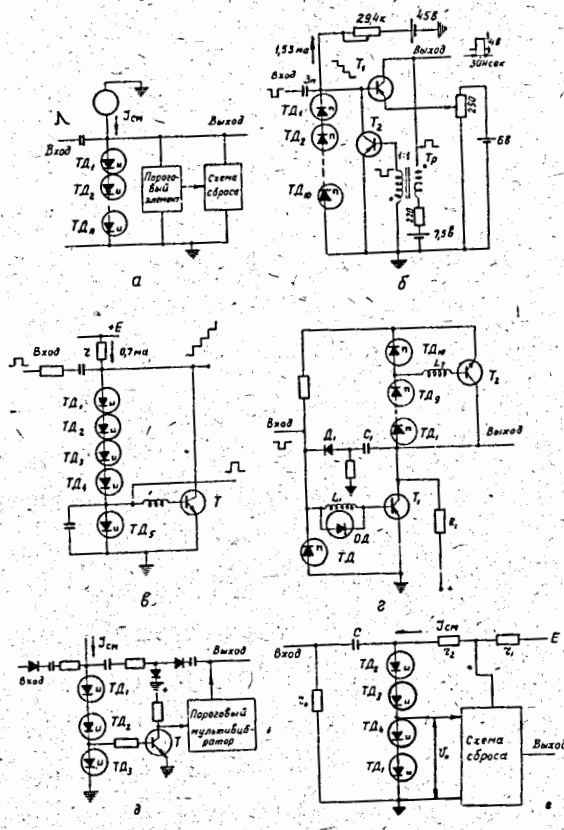


Рис. 44. Пересчетные ячейки на основе схем со многими состояниями из последовательно соединенных туннельных диодов:

- схемы с запуском импульсами напряжения на последовательно включенных цепочках туннельных диодов
- принцип работы;
- схема с применением транзистора в качестве порогового элемента;
- схема, где пороговым элементом является туннельный диод с большим, чем у других диодов током максимума;
- пересчетная схема на основе цепочки последовательно включенных туннельных диодов с запуском импульсами тока;
- упрощенная схема устройства для уменьшения числа просчетов на входе пересчетных схем;
- схема с десятью устойчивыми состояниями на основе цепочки туннельных диодов, параметры которых связаны определенными соотношениями.

Число возможных состояний таких пересчетных схем ограничивается сверху жесткими требованиями отбора туннельных диодов по току максимума, току минимума и к разбросу амплитуд входных импульсов. К недостаткам схемы, показанной на рис. 44 б, следует отнести также использование транзистора в качестве порогового элемента, так как допустимое обратное напряжение перехода база-эмиттер высокочастотных транзисторов обычно невелико. От последнего недостатка свободна схема, представленная на рис. 44 в. /80/ Здесь ТД₅ имеет больший ток максимума, чем остальные диоды, так что он переключается в состояние с большим напряжением только с приходом последнего импульса. При этом транзистор насыщается, и осуществляется сброс схемы в исходное состояние. Емкость и индуктивность образуют необходимую задержку, чтобы обеспечить полное переключение диода.

Переключение цепочки туннельных диодов в декадной пересчетной схеме, показанной на рис. 44 г, производится импульсами тока. В этой схеме токи максимума туннельных диодов заключены в диапазоне от 1 ма до 10 ма с интервалом в 1 ма. Диод ТД₁₀, который обеспечивает сброс схемы в исходное состояние, имеет, конечно, наибольший ток максимума - 10 ма. Цепочка ТД, ОД и L₁ используется для формирования входного импульса. Ограничения, накладываемые на токи максимума, являются здесь весьма жесткими (2% для диода с током максимума 1 ма и 10% - для диода с током максимума 10 ма /81/).

На рис. 44 д представлена схема разравнивающего устройства для уменьшения числа просчетов при регистрации счетчиком случайно распределенных во времени импульсов /153/. Параметры туннельных диодов цепочки подобраны таким образом, чтобы токи максимума и минимума диода ТД₃ были меньше соответствующих токов остальных диодов. Тогда при поступлении на вход положительного импульса ТД₃

перейдет в состояние с большим напряжением и через транзистор Т запустит обычно закрытый мультивибратор. Если за время одного периода мультивибратора сигналов на входе больше не будет, то отрицательным импульсом, связанным с концом выходного импульса мультивибратора, диод ТД₃ переключится обратно в состояние с малым напряжением. В том случае, когда в течение периода мультивибратора на входе появятся другие импульсы, туннельные диоды ТД₁ и ТД₂ (оба, если вслед за первым поступит еще два импульса) перейдут в состояние с большим напряжением. В результате после одного периода мультивибратора ТД₃, имеющий меньший ток минимума возвратится в исходное состояние, после второго периода возвратится один из верхних диодов и после третьего-оставшийся (амплитуда импульса возврата должна быть такой, чтобы переключать только один диод). Входные сигналы могут поступать со скоростью, ограничиваемой только временем переключения туннельных диодов, в то время как период мультивибратора выбирается несколько большим разрешающего времени последующего счетного устройства. В 2.12 отмечалось, что если ряд параметров вольтамперной характеристики туннельных диодов, составляющих последовательную цепочку из 2^n диодов связан определенными соотношениями, то такая схема может иметь 2^n устойчивых состояний. В том случае, когда удовлетворяются условия:

$$\begin{aligned}
 & J_{14} > J_{13} > J_{12} > J_{11}, \\
 & J_{21} > J_{22} > J_{23} > J_{24} \quad \text{и} \\
 & U_{34} - U_{33} \sim 2U_{32},
 \end{aligned}
 \tag{3.27}$$

схема будет обладать десятью устойчивыми состояниями /154/. При соответствующих устройствах считывания и сброса эта схема может обладать любым числом устойчивых состояний вплоть до десяти. На рис. 44 е показан случай 10-ти устойчивых состояний. Для выполнения

декады требуется всего 4 диода. Ток смещения равен 3,8 ма. Схема сброса срабатывает с приходом десятого импульса на вход, когда ТД₁ и ТД₄ оба находятся в состоянии с большим напряжением. С выхода цепочки снимается ступенчатое напряжение с величиной отдельных ступенек - 300 мв. Для того, чтобы ступеньки напряжения были равными, что важно для индикации состояний схемы, требуется выбор напряжений туннельных диодов согласно последовательности 0,1; 0,3; 0,6; 1,1; 2,2 и т.д. Для запуска схемы необходимы импульсы напряжения с амплитудой 300 мв и длительностью 0,2 мксек с быстрым временем нарастания и медленным временем спада. При изменении полярности входных импульсов на обратную можно получить реверсивный декадный счетчик. Следует отметить, что для выполнения схемы требуется строгий отбор диодов на основе различных полупроводниковых материалов для того, чтобы были выполнены все условия (3.27). Это обстоятельство ограничивает возможности подобных схем.

3.4. Аналого-цифровые преобразователи

Быстрые аналого-цифровые преобразователи с использованием туннельных диодов применяются в цифровых устройствах обработки информации с аналоговыми входами /155, 156/, в телеметрии /157/. Быстрые преобразователи амплитуды в код с большой скоростью преобразования (порядка десятка наносекунд на канал и менее) необходимы в амплитудных анализаторах, работающих с нагрузками порядка миллиона случайно распределенных во времени импульсов в секунду или работающих от импульсных источников таких, как например, ускорители частиц, и в многомерных анализаторах с числом каналов 1000 и более. Предложен ряд схем преобразователей для этих целей /74, 152, 158/.

а) Схемы с использованием метода ступенчатой компенсации.

Туннельные диоды используются как в схемах преобразования методом ступенчатой компенсации, так и в схемах время-импульсного кодирования. Как известно, метод компенсации заключается в сравнении преобразуемого напряжения с рядом эталонных напряжений.

Если эталонное напряжение меньше преобразуемого, то оно вычитается из последнего и на выходе схемы возникает импульс, если эталонное напряжение превышает сравниваемое, то оно пропускается и для сравнения берется меньшее эталонное напряжение. Если, например, ряд эталонных напряжений соответствует убывающей последовательности степеней основания 2, то в результате сравнений непрерывное напряжение преобразуется в двоичный код.

Основной ячейкой аналого-цифровых преобразователей, работа которых основана на принципе компенсации эталонных напряжений, является балансная пара туннельных диодов, представленная на рис. 45а. Напряжение смещения пары подобрано так, что один из туннельных диодов находится в состоянии с малым, а другой с большим напряжениями. Если последовательно с туннельными диодами включена индуктивность L , то при подаче на вход отрицательного запускающего импульса, как показано на рисунке, схема будет работать подобно одновибратору на одном туннельном диоде, описанному в 2.12 (см. также рис. 26 в). Диод Д, как и в данной ранее схеме, используется для ускорения времени восстановления ячейки. В описанном преобразователе (упрощенная схема приведена на рис. 45 б) балансная пара выполняет функции задержки, порогового элемента и элемента, запоминающего код преобразованного сигнала. Для описания работы преобразователя предположим, что все нижние туннельные диоды находятся в состоянии с большим

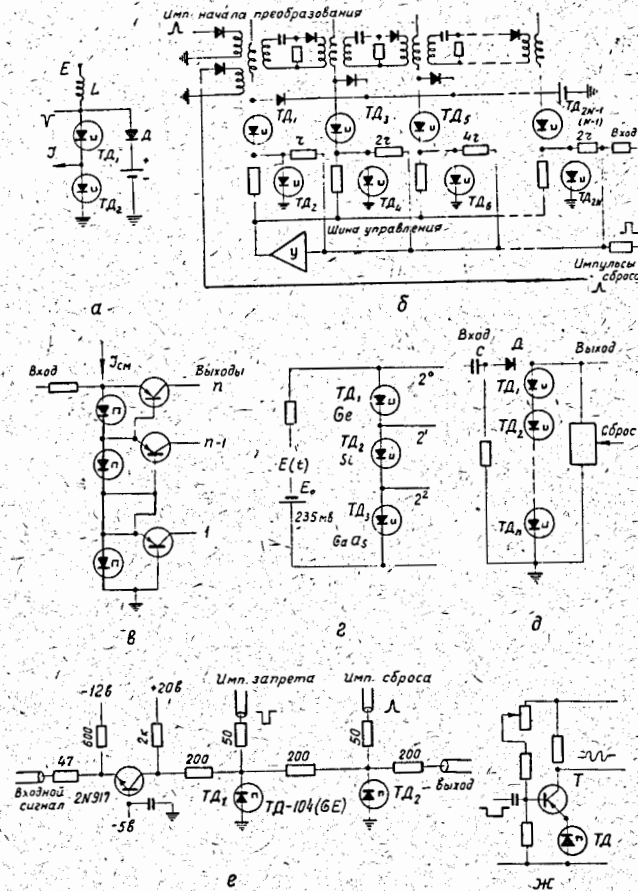


Рис. 45. Схемы и элементы аналого-цифровых преобразователей:

- а) одновибратор на балансной паре с индуктивностью,
- б) аналого-цифровой преобразователь на одновибраторах с балансными парами, работающий по принципу компенсации эталонных напряжений;
- в) аналого-цифровой преобразователь с параллельным выходом;
- г) аналого-цифровой преобразователь с параллельным двоичным выходом;
- д) схема дискретизации аналогового сигнала с последующим запоминанием наибольшего уровня;
- е) основная пороговая схема параллельно-последовательного аналого-цифрового преобразователя с шириной полосы преобразования 25 МГц;
- ж) управляемый генератор аналого-цифрового преобразователя, работающего по принципу время-импульсного кодирования.

напряжением, называемом состоянием "0", а приложенный преобразуемый импульс заставляет следовать наружу токи в точках соединения диодов в парах. Импульс начала преобразования переключает нижний диод, соответствующий наибольшему разряду преобразования (TD_2) и связанный с весовым сопротивлением, в состояние с малым напряжением, обозначаемое как "1". Следовательно, ток, поступающий в усилитель-инвертер обратной связи U , уменьшится на некоторую определенную величину ΔJ . Ток через индуктивность L (здесь индуктивность трансформатора) будет постепенно возрастать, пока не достигнет величины тока максимума диодов, когда начнется переключение. Если ток J , следующий из точек соединения диодных пар, сохранил прежнее направление (наружу), то после переключения нижний диод (TD_2) останется в состоянии с малым напряжением, а верхний окажется в состоянии с большим напряжением. В том случае, когда ток изменит полярность, состояния диодов пары окажутся обратными. В момент переключения пары дифференцированный и инвертированный сигнал поступает на следующий каскад преобразователя. Для правильной работы преобразователя необходимо, чтобы напряжение на шине управления было пропорционально инвертированной разности между суммой весовых эталонных токов и током анализируемого сигнала. Были выполнены две практические схемы преобразователей, которые имели время преобразования 1 мксек при точности в 6 двоичных разрядов. В схемах использовались балансные пары туннельных диодов в комбинации с транзисторами. Введение транзисторов благодаря усилению по току уменьшает требования к однородности характеристик туннельных диодов и увеличивает точность дискриминации.

Предложен ряд параллельных схем для аналого-цифрового преобразования (в параллельных схемах сравнение с эталонными напряжени-

ями в отличие от последовательных производится одновременно).

Аналого-цифровой преобразователь параллельного типа, выполненный на основе комбинации туннельный диод-транзистор в схеме с общей базой^{/106/}, показан на рис. 45 в. Для правильной работы схемы ток максимума каждого последующего диода должен быть на одну и ту же величину больше пикового тока предыдущего, и ток минимума любого диода не должен превышать наименьший ток максимума в цепочке. При подаче входного сигнала переключается в состояние с большим напряжением соответствующий его амплитуде туннельный диод, и в базу триода поступает ток, а ближайший нижний туннельный диод переключается в состояние с малым напряжением. Очевидно, что недостатком схемы является необходимость точного подбора диодов по токам максимума и отсюда ограничение числа выходов и точности преобразования.

При соответствующем выборе параметров туннельных диодов (см. условия 3.27) преобразователь, демонстрируемый на рис. 45 г, трансформирует входное напряжение в параллельный двоичный код^{/74, 154/}. Как уже отмечалось, удовлетворение условий (3.27) требует применения туннельных диодов на основе различных полупроводниковых материалов. Это требование ограничивает возможное число двоичных разрядов преобразователя тремя.

Схема дискретизации непрерывного сигнала с последующим запоминанием наибольшего уровня, которая может быть полезна как в устройствах с преобразованием методом компенсации, так и в преобразователях, основанных на время-импульсном кодировании, показана на рис. 45 д. Во время нарастания входного импульса диод D проводит, и туннельные диоды в цепочке переключаются в состояние с большим напряжением в соответствии с величиной поданного сигнала до дискретной величины, определяемой амплитудой входного импульса. В момент

спада входного сигнала диод Д запирается, и на цепочке сохраняется установившееся дискретное значение напряжения. Подобно всем другим схемам, использующим последовательные цепи туннельных диодов, максимальное число ступеней преобразования в данной схеме ограничивается разбросом параметров туннельных диодов, поэтому несмотря на простоту схем такого рода с их помощью трудно получить хорошую точность преобразования (или большое число каналов в случае амплитудного анализа).

В схемах с параллельным преобразованием требуется большое число пороговых элементов и логических схем. Выше говорилось об ограничении числа пороговых элементов в схемах на туннельных диодах. Поэтому представляют определенный интерес комбинированные параллельно-последовательные схемы преобразователей. Известен параллельно-последовательный преобразователь, имеющий ширину полосы преобразования 25 МГц, выходной сигнал которого представлен шестью двоичными разрядами^{/156/}. Частота следования двоичных сигналов равна 300 МГц (как следует из теории, в течение преобразования дискретизация аналоговой кривой должна осуществляться с частотой, вдвое превышающей максимальную частоту сигнала^{/159/}). В данном преобразователе сигнал поступает на входы трех основных каналов с разделением во времени с помощью линий задержки. Каждый из трех основных каналов, в свою очередь, разделен также на три канала, в которых производится сравнение с пороговыми напряжениями. После сравнения в трех каналах, относящихся к первому основному каналу, на выходах их вырабатываются токовые сигналы с весовыми соотношениями, определяемыми величиной сигнала. Эти токи влияют на результаты сравнения в следующих трех каналах, относящихся ко второму основному каналу и т.д. Основная пороговая схема приводится на рис. 45 е. На пороговый туннельный диод $ТД_1$ поступают импульсы

тока длительностью I нсек и ток сигнала. Диод смещен так, что в отсутствие сигнала он не может переключиться в состояние с большим напряжением. Когда туннельный диод переключается в это состояние возврат его обратно производится импульсными сигналами запрета в течение I нсек. Второй диод — $ТД_2$, выполняющий функцию запоминания, при переключении первого переключается также и сохраняет новое состояние до поступления импульса сброса. Пороговый диод может различить уровень тока 50 мкА за время 0,3 нсек, что соответствует заряду 0,015 пк (заряд — 100000 электронов). Для преобразования выходных сигналов с отдельных каналов в последовательный двоичный код использовались транзисторно-туннельно-диодные логические схемы с подкачкой (см. 3.1.е), работавшие с тактовой частотой 300 МГц.

б) Схемы время-импульсного кодирования

В схемах амплитудных анализаторов широко применяются время-импульсные схемы преобразования, где анализируемый уровень напряжения сравнивается с линейно нарастающим пилообразным напряжением. Время, в течение которого пилообразное напряжение возрастает от некоторого начального значения до величины, равной амплитуде исследуемого сигнала, прямо пропорционально амплитуде этого сигнала. Например, описанный в работе^{/158/} аналого-цифровой преобразователь состоит из следующих частей:

- 1) быстрого конвертера, преобразующего в результате сравнения с пилообразным напряжением амплитуду входного импульса в прямоугольный сигнал с длительностью, пропорциональной амплитуде;
- 2) генератора, открываемого прямоугольным импульсом с конвертера, таким образом для каждого анализируемого сигнала выдается посылка импульсов, число которых пропорционально его амплитуде.

На вход преобразователя поступают отрицательные импульсы с длительностью от 10^{-8} сек до 0,25 мксек. Преобразование осуществляется в результате разрядки емкости С, заряжаемой анализируемым импульсом через диод. Постоянство тока разрядки обеспечивается одним транзистором, а на коллекторе другого транзистора появляется прямоугольный импульс. Этот транзистор запирается с поступлением отрицательного импульса и открывается, когда емкость С разрядится до первоначального значения потенциала. Пропорциональность преобразования определяется величиной емкости С и постоянством тока разрядки. Постоянство тока обеспечивается большими значениями сопротивлений смещения триода. Ограничение на величину емкости С накладывается скоростью зарядки емкости через диод и пропорциональностью преобразования для первых каналов. Минимальная величина длительности выходного прямоугольного импульса ограничивается временем нарастания триода, равным 20 нсек. Этот импульс поступает на управляемый генератор на туннельном диоде, включенном в эмиттер триода (см. рис. 45 х). Триод служит для подачи смещения на туннельный диод и для разделения генератора от остальной схемы. Схема является генератором, пока отрицательное сопротивление не компенсируется полностью эквивалентным сопротивлением базы и сопротивлением эмиттера, включенными последовательно. Частота генерации была равна 10 Мгц. При включении малой индуктивности параллельно с диодом частота генерации достигала 40 Мгц. Колебания могут быть разрешены или запрещены в зависимости от положения рабочей точки диода. Они появляются, когда отрицательный импульс поступает на базу триода, и снимаются с коллектора триода. В результате время-импульсного кодирования с выхода преобразователя получают последовательность импуль-

сов. Скорость преобразования в этом случае ограничивается разрешающей способностью счетчиков. Последнее ограничение приводит к необходимости использования в быстрых схемах отдельного преобразователя на каждую точку преобразования. При необходимости получения быстрого действия и использовании малогабаритных и простых преобразователей на полупроводниковых элементах это решение является рациональным. Такой преобразователь, в логических схемах которого применяются аналого-пороговые ячейки "И" на туннельных диодах (см. 3.16), описан в работе /157/. Представленная схема преобразует аналоговый сигнал на 8 уровней. Когда схема используется для амплитудного анализа может быть получено разрешающее время по двойным импульсам 0,1 мксек.

Следует отметить, что описанные выше элементы и схемы никоим образом не исчерпывают возможные применения туннельных диодов в аналого-цифровых преобразователях (см. дополнительную литературу в конце библиографии).

3.5. Амплитудные дискриминаторы

а) Некоторые определения и основная схема

Амплитудные дискриминаторы являются пороговыми устройствами, на выходе которых появляется стандартный сигнал, если входной импульс превышает уровень дискриминации. К числу важнейших характеристик дискриминаторов следует отнести чувствительность, линейность, динамический диапазон входных импульсов, мертвое время или максимальную частоту загрузки (в случае дискриминации периодических сигналов), стабильность порога, минимальную длительность входного импульса, задержку срабатывания и разброс её (при использовании во временных схемах /160/).

Применение туннельных диодов позволило существенно улучшить многие из перечисленных параметров дискриминаторов амплитуды по сравнению с аналогичными ламповыми и транзисторными схемами. Как правило, дискриминаторы на туннельных диодах (в особенности дискриминаторы наносекундного диапазона) значительно проще своих ламповых и даже транзисторных аналогов (см. например, работы /161, 162/). Стабильность порога обеспечивается слабой зависимостью параметров туннельных диодов от изменения условий окружающей среды по сравнению с транзисторами.

Простейшая схема дискриминатора на туннельном диоде демонстрируется на рис. 46а и б. Когда входной сигнал превышает пороговый ток $J_{см} + J_1$, диод переключается на диффузионную ветвь, и с выхода снимается импульс напряжения. Дискриминатор на туннельном диоде принципиально является дискриминатором тока, так как для стабильности его работы требуется, чтобы сопротивление источника сигнала было больше модуля отрицательного сопротивления туннельного диода R . Поэтому источники сигналов для дискриминаторов должны быть генераторами тока. В физических экспериментах широко используются сцинтилляционные счетчики, в которых применяются фотоумножители, обладающие, как известно, большим внутренним сопротивлением. Поэтому можно просто осуществить согласование ФЭУ с дискриминаторами на туннельных диодах. В тех случаях, когда источником сигнала является генератор напряжения, требуется преобразование входного импульса в импульс тока с помощью вспомогательных согласующих схем (см. например, работы /163, 164/).

б) Выбор смещения

Как правило, в исходном состоянии туннельный диод находится на туннельной ветви характеристики. Малое падение напряжения на диоде в этом состоянии позволяет доводить ток обратного смещения

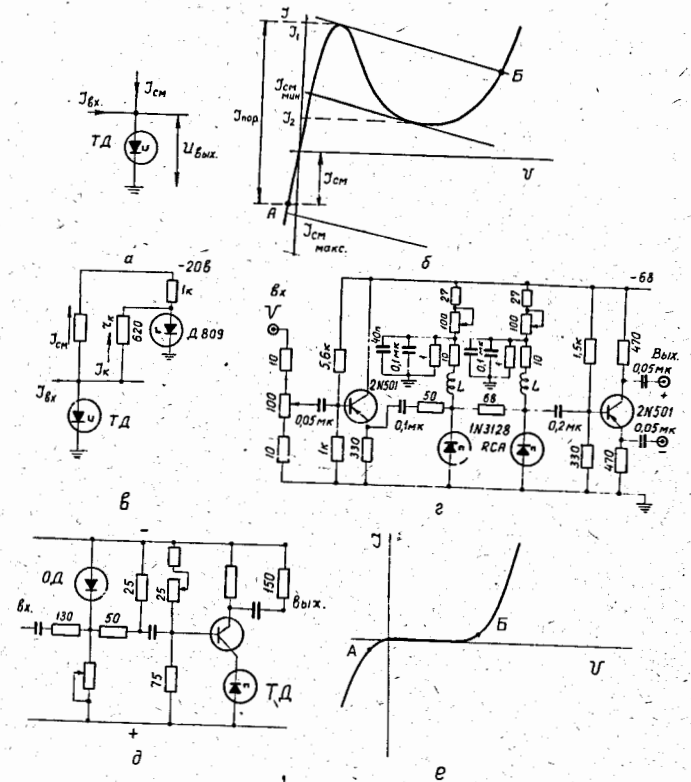


Рис. 46. Амплитудные дискриминаторы:

- а), б) основная схема дискриминатора тока и графическое пояснение режима работы,
- в) схема температурной компенсации порога туннельного диода на Ge -германии с помощью кремниевого опорного диода,
- г) дискриминатор напряжения на одновибраторах с индуктивностью с минимальным порогом $0,1$ в и со скоростью работы порядка 100 Мгц,
- д) дискриминатор напряжения с обращенным диодом в качестве порогового элемента,
- е) графическое пояснение к выбору рабочей точки диода.

до 300-350 мА^{/61/} (для германиевых туннельных диодов), что обеспечивает большой динамический диапазон дискриминатора. Кроме того, при смещении диода в исходном состоянии на диффузионную ветвь, ухудшается передний фронт выходного импульса (см. выражение (67) в части П). Для туннельных диодов на основе арсенида галлия постоянное смещение на диффузионную ветвь характеристики приводит к изменению их параметров при длительной работе. Однако, в отдельных специальных применениях смещение диода на диффузионную ветвь оказывается полезным ^{/165/} (схема будет рассмотрена ниже).

Если исходную рабочую точку на туннельной ветви выбирать ниже тока минимума J_2 , то этим обеспечивается возврат схемы в исходное состояние после прекращения действия входного импульса. В таком случае минимальный порог схемы будет равен $J_{см} + J_1$, и для повышения чувствительности ее требуется выбирать диоды с возможно меньшим током максимума. В случае больших обратных смещений повышается относительная температурная стабильность порога, обусловленная зависимостью тока максимума от температуры. При выборе рабочей точки между J_1 и J_2 ухудшается относительная стабильность порога и, кроме того, схема после переключения на диффузионную ветвь требует специальных средств для возвращения в исходное состояние. Правда, чувствительность ее значительно улучшается без отбора по току максимума. Для обеспечения возврата схемы в исходное состояние используется режим одновибратора (см. часть 2, раздел 9, а также рис. 20 б и в) с индуктивностью или линией задержки ^{/15, 60, 163/}. С этой целью применяется также схема с задержанной отрицательной обратной связью ^{/94, 166, 138/}. Недостатком последней схемы является необходимость ограничения длительности входных импульсов для предотвращения повторных срабатываний дискриминатора.

в) Стабильность, чувствительность, линейность

Зависимость параметров диодов на *n*- и *p*-германии от температуры описывается выражениями (5+7), приведенными в части П. Наиболее чувствительны к температурным изменениям диоды на *n*-германии (см. Г.3). Так как источником сигнала является генератор тока, то температурная стабильность порога определяется температурной зависимостью тока максимума J_1 . Средняя величина температурного коэффициента тока максимума γ_1 равна $-0,28\%/C^0$ с разбросом $15 \pm 20\%$. На рис. 46в демонстрируется схема температурной компенсации порога, в которой компенсирующим элементом является кремниевый опорный диод Д809 с температурным коэффициентом $\gamma_k = 0,06\%/град$. Условие температурной компенсации записывается следующим образом:

$$J_k = J_1 \frac{\gamma_1}{\gamma_k} \quad (3.28)$$

При 10%-ном разбросе сопротивлений и температурных коэффициентов такая схема позволяет улучшить стабильность порога примерно в четыре раза. Экспериментально для диода на *n*-германии с током максимума 2,5 мА было отмечено изменение порога 0,3 мкА ^{/C^0} в диапазоне температур $-30 \pm +60^0C$.

Ток максимума диодов из арсенида галлия в диапазоне температур $\pm 50^0C$ изменяется всего лишь на $1 \pm 2\%$, поэтому в большинстве случаев температурной компенсации не требуется ^{/61, 135/}.

Высокая стабильность порога позволяет создавать схемы, превосходящие по чувствительности аналогичные транзисторные. Так в работе ^{/167/} описывается дискриминатор на туннельном диоде с порогом 6,5 мкА.

Запуск от высокоомных источников сигнала обеспечивает достаточно высокую интегральную линейность порога, 1% и лучше, в диапазоне величин входных сигналов, отличающихся на три порядка ^{/168/}.

Оценка временных характеристик пороговой схемы на туннельном диоде, работающем в режиме переключения напряжения, проводилась в части II (см. 2.9 а) и выражения (65 + 69)), где даны соотношения для фронтов выходного импульса, задержки срабатывания в зависимости от превышения над порогом и минимальной длительности входного импульса. Следует заметить, что при использовании современных быстрых туннельных диодов с временем переключения 1 нсек и менее удается получить времена задержки срабатывания порядка долей наносекунд, а минимальная длительность входного импульса оказывается порядка наносекунды. Максимальная частота загрузки составляет сотни мегагерц.

Интересно рассмотреть ряд практических схем быстрых дискриминаторов.

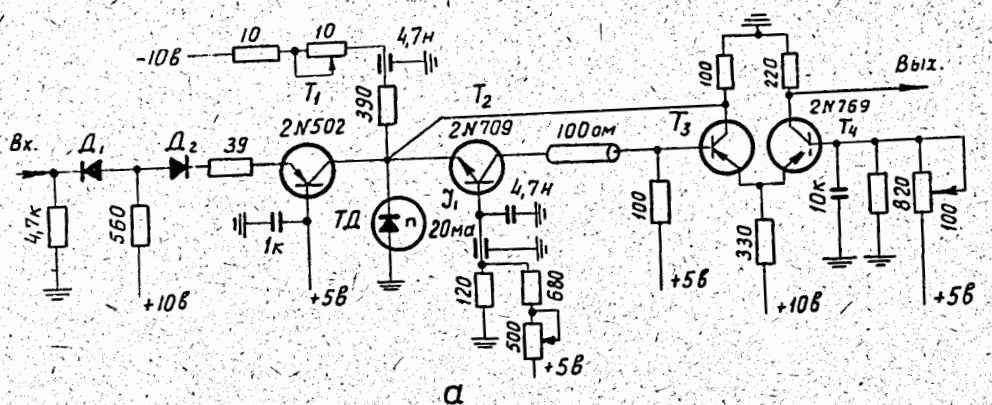
г) Интегральные дискриминаторы

В работе /163/ описан быстрый дискриминатор напряжения на одновибраторах с индуктивностью. Схема приводится на рис. 46 г. Она включает эмиттерный повторитель, дискриминатор на туннельном диоде, формирователь на туннельном диоде и выходной эмиттерный повторитель. Входные импульсы - отрицательные, с минимальной амплитудой 0,1 в. Амплитуда выходного импульса равна 0,4 в при минимальном превышении над порогом и составляет 0,8 в при десятикратном превышении уровня срабатывания. При использовании второго туннельного диода для формирования амплитуда выходного импульса меняется всего на 10% во всем диапазоне амплитуд входных импульсов. Суточный дрейф порога был равен 10 мв (использовались германиевые диоды). Минимальная длительность входного импульса, при которой порог еще не увеличивается, составляет 8 нсек. Разрешение схемы по двойным импульсам (при длительности входных импульсов 5 нсек) равно $10 + 15$ нсек. Проверка

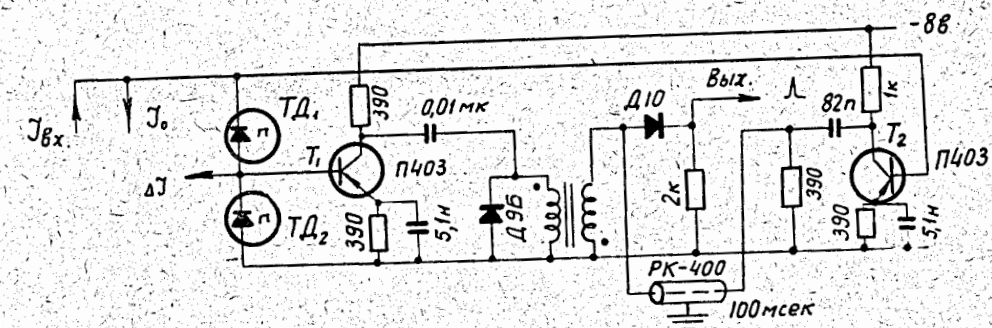
дискриминатора от генератора импульсов производилась на частоте 85 МГц, и на этой частоте дискриминатор был еще работоспособным.

В дискриминаторе, изображенном на рис. 46 д, пороговым элементом является обращенный диод, смещенный пороговым током в исходном состоянии на туннельную ветвь характеристики (см. рис. 46 е). При поступлении на вход импульса тока большего, чем ток смещения обращенного диода, с последнего снимается импульс напряжения с амплитудой 0,3 в, так как рабочая точка перейдет из точки В в Б. Это сигнал вызовет срабатывание одновибратора на туннельном диоде (сопротивление эмиттера транзистора служит сопротивлением смещения). Для использованного типа диодов мертвое время дискриминатора составляет 0,1 мксек. Когда в качестве порогового элемента применялся обычный диод, минимальная длительность входного импульса равнялась 25 нсек /169/. Надо отметить, что обращенные диоды имеют большие по сравнению с туннельными диодами емкости, и, отсюда, следует ожидать некоторого снижения быстродействия, хотя отсутствие гистерезиса схемы может способствовать увеличению скорости работы.

Описанный в работе /148/ быстрый дискриминатор, в котором туннельный диод возвращается в исходное состояние с помощью задержанного сигнала обратной полярности, показан на схеме 47 а. Включение туннельного диода совместно с транзистором в схеме с общей базой обеспечивает быстродействие схемы. Выбор режима работы с двумя устойчивыми состояниями дал наилучшие результаты по сравнению со схемой одновибратора с индуктивностью (как на рис. 46 г), которая обладает достаточно большим мертвым временем, и по сравнению со схемой типа триггера Шмита (как, например, на рис. 46 д), так как в последней туннельный диод шунтируется малым сопротивлением, в результате чего уменьшается отношение $\frac{J_1}{J_2}$ и, соответственно, уве-



а



б

Рис. 47. а) Быстрый дискриминатор, в котором возвращение туннельного диода в исходное состояние производится сигналом задержанной отрицательной обратной связи, б) дифференциальный амплитудный дискриминатор на двух последовательно включенных туннельных диодах.

личивается время переключения и уменьшается чувствительность.

Дискриминатор работает следующим образом. Отрицательный входной сигнал проходит через диоды D_1 и D_2 (первый служит для отсеки импульсов обратной полярности, второй ограничивает входной импульс так, чтобы обратное напряжение эмиттер-база транзистора T_1 не превышало предельно допустимого), через триод T_1 , который обеспечивает высокоомный источник запускающего сигнала для туннельного диода ТД. Если превышает порог диода, он срабатывает и посылает отрицательный импульс в эмиттер триода T_2 . С выхода T_2 импульс поступает на базу T_3 , инвертируется и сбрасывает туннельный диод в состояние с малым напряжением. С коллектора T_4 снимается импульс с длительностью $T + \Delta T$, где T - задержка в линии, а ΔT - задержка в петле отрицательной обратной связи без включения линии задержки. Для предотвращения повторных срабатываний длительность входного импульса не должна быть больше $2(T + \Delta T)$. Порог в схеме меняется в пределах $2-7$ ма, длительность минимального импульса на входе - 2 нсек, минимальная длительность выходного импульса - 4 нсек, задержка срабатывания была менее 1 нсек.

д) Дифференциальные дискриминаторы

В настоящее время предложен ряд схем дифференциальных амплитудных дискриминаторов /61, 153, 170/. На рис. 47 демонстрируется дифференциальный амплитудный дискриминатор тока на двух последовательно включенных туннельных диодах, описанный в работе /61/. Туннельные диоды $ТД_1$ и $ТД_2$ имеют в общем случае неодинаковые токи максимума J_1' и J_1'' , разность между которыми определяет ширину канала дискриминатора. Дополнительный ток ΔJ позволяет подстраивать ширину канала. Положение канала задается током J_0 . Надо отметить, что ток положения канала задается сразу для обоих диодов,

и ширина канала не зависит от величины этого тока. К числу достоинств схемы следует отнести также температурную компенсацию ширины канала при последовательном включении туннельных диодов. При превышении входным током суммы тока максимума I_1 и тока I_0 срабатывает диод ТД₁. Если при этом амплитуда входного импульса не превосходит ширины канала, то дискриминатор верхнего уровня на диоде ТД₂ не сработает и на выходе схемы антисовпадений появится импульс. При срабатывании обоих туннельных диодов на выходе схемы антисовпадений импульс отсутствует. Использовались туннельные диоды с током максимума 3 ма. Ширина канала составляла 0,6 ма. Схема применялась для измерений со сцинтилляционными счетчиками и кристаллами NaJ(Te). Ширина канала менялась с температурным коэффициентом 0,5% /C°, а при специальном подборе диодов ~ 0,1% /C. Мертвое время было равно 0,1 мксек. При обобщении схемы на n -каналов при последовательном соединении ($n + 1$) диодов ее можно использовать для многоканального амплитудного анализа. Подбирая величины токов ΔI можно получить одинаковые или разные ширины каналов. С этой точки зрения схема представляет также интерес для аналого-цифровых преобразователей.

3.6. Схемы формирования выходных сигналов

Сцинтилляционных счетчиков

а) Основные типы формирователей

При временных измерениях в наносекундном диапазоне в ядерной физике используются сцинтилляционные счетчики с пластическими сцинтилляторами, с выхода которых снимаются сигналы, имеющие нередко значительный разброс амплитуд и следующие с большими средними частотами повторения. Поэтому на входах последующих схем совпадений требуются формирующие устройства, обладающие хорошей чувствительностью, стойкие к перегрузкам по амплитуде и интенсивности и обладающие минимальными времен-

ной задержкой и разбросом ее. В предыдущем параграфе упоминалось, что задержка срабатывания пороговых устройств на туннельных диодах и разброс ее при использовании достаточно быстрых диодов находятся в диапазоне десятых долей наносекунды. Известна также стойкость туннельных диодов к перегрузкам по амплитуде. Поэтому и в настоящее время формирователи для сцинтилляционных счетчиков на туннельных диодах доминируют над диодными и транзисторными формирователями, так как первые, как правило, ограничены по быстродействию, а вторые — по допустимым амплитудным перегрузкам. Формирующее устройство на туннельном диоде представляет собой обычно триггер или одновибратор, порог которого изменяется в небольших пределах, так как основное назначение последнего — отсечка шумовых импульсов с детектора. Анализ характеристик формирователей на туннельных диодах посвящены работы /15, 17, 59, 171, 174/, в которых исследуются вопросы амплитудного формирования, согласования с фотоумножителями и временные характеристики. Принципиальная схема формирователя (см. рис. 48а) подобна схеме дискриминатора и режим работы ее — те же (см. рис. 48 б): это — режим работы с двумя устойчивыми состояниями (на рис. 48 б этот режим соответствует кривой, проходящей через точки А и Б), в котором для возвращения диода в исходное состояние используются сигналы отрицательной задержанной обратной связи /138, 148, 152, 166, 175/; режим работы одновибратора, когда диод возвращается в исходное состояние благодаря специальному выбору начального смещения /169, 171, 173/ (как показано на рис. 48 б для линии нагрузки, проходящих через точки А и В), или благодаря отсутствию начального смещения вообще /17, 57, 148, 176, 177/; режимы одновибраторов с индуктивностью /59, 135, 171, 172, 174, 177 + 180/ и линией задержки /15, 59, 60, 135, 173/, которые были описаны в разделе 2.9.

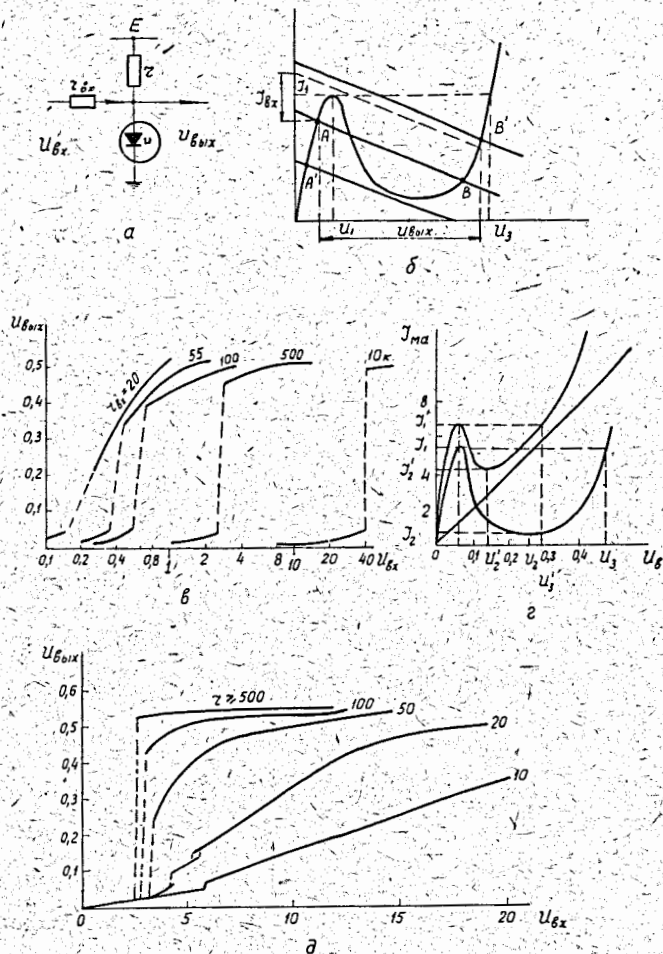


Рис.48. Формирователи выходных сигналов сцинтилляционных счетчиков:
 а) основная схема,
 б) выбор режимов работы,
 в) зависимость выходного напряжения формирователя на туннельном диоде от входного при различных сопротивлениях источника сигнала,
 г) изменение параметров вольтамперной характеристики формирователя при подключении параллельного сопротивления нагрузки,
 д) зависимость амплитуды выходного сигнала от величины сопротивления нагрузки.

б) формирование по амплитуде

Формирование по амплитуде обеспечивается большой крутизной туннельной и диффузионной ветвей характеристики туннельного диода (при задании начальной рабочей точки на диффузионной или туннельной ветвях соответственно). Эти участки характеристики описываются выражениями (8) и (10) (см.2,1). Надо отметить, что, если для формирования вершины используется туннельная ветвь, то качество формирования получается лучше, чем при формировании вершины диффузионной ветвью, однако, обычно начальную рабочую точку во временных схемах задают на туннельной ветви характеристики из-за лучших временных параметров формирователя в этом режиме. Пользуясь выражением (10), можно записать оценочное соотношение для отношения максимального выходного импульса к минимальному, которое характеризует качество формирования (предполагается, что запуск производится от генератора тока)

$$\frac{U_{\text{макс.}} - U_1}{U_3 - U_1} = 1 + \frac{I_T \ln \frac{I_{\text{макс.}}}{I_1}}{U_3} \quad (3.29)$$

У туннельных диодов на η -германии при отношении входных токов $\frac{I_{\text{макс.}}}{I_1} = 50$, величина $\frac{U_{\text{макс.}} - U_1}{U_3 - U_1}$ изменяется всего лишь на 20%. В динамике, для наносекундных импульсов, необходимо учитывать последовательную индуктивность монтажа и самого туннельного диода, которая ухудшает качество формирования.

Качество формирования зависит также от сопротивления источника сигнала $Z_{\text{вх}}$ и параллельного сопротивления нагрузки. Зависимость выходного напряжения от входного при различных сопротивлениях источника сигнала демонстрируется на рис.48 в (предполагается, что сопротивление нагрузки бесконечно велико).

Из рис. 48 г видно, как изменяются параметры вольтамперной характеристики при увеличении нагрузки. Пользуясь кусочно-степенной аппроксимацией характеристики диода (см. 2.1), можно определить эти параметры:

$$J_1' = J_1 + \frac{U_1}{Z}, \quad (3.30)$$

$$U_1' = U_1, \quad (3.31)$$

$$U_2' = U_2 - \Delta U_2', \quad (3.32)$$

где $\Delta U_2' = \left[\frac{U_3 - U_2}{Z(J_1 - J_2)} \right]^{\frac{1}{\gamma-1}}$, а Z - сопротивление нагрузки и

$$J_2' = J_2 + \frac{U_2}{Z} - \frac{\Delta U_2'}{Z} \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right). \quad (3.33)$$

При увеличении нагрузки амплитуда выходного сигнала, равная $U_3' - U_1'$, падает. Зависимость амплитуды выходного сигнала от сопротивления нагрузки иллюстрируется графически на рис. 48 д. Видно, что, начиная с величины $Z = 500$ ом (все кривые на рис. 48 в, г, д даны для германиевых туннельных диодов), качество формирования практически не изменяется.

в) временные характеристики

В части II в разделе 2.10а приведены соотношения для определения фронтов, задержки срабатывания и минимальной длительности запускающего импульса, необходимой для переключения диода (см. выражения (63), (65), (68), (69)). На графике, показанном на рис. 49 а, дается зависимость задержки срабатывания входного импульса, превышающего порог на 10%, по сравнению с бесконечно большим входным сигналом от тока максимума и емкости германиевого туннельного диода. График рассчитан исходя из кусочно-параболической аппроксимации харак-

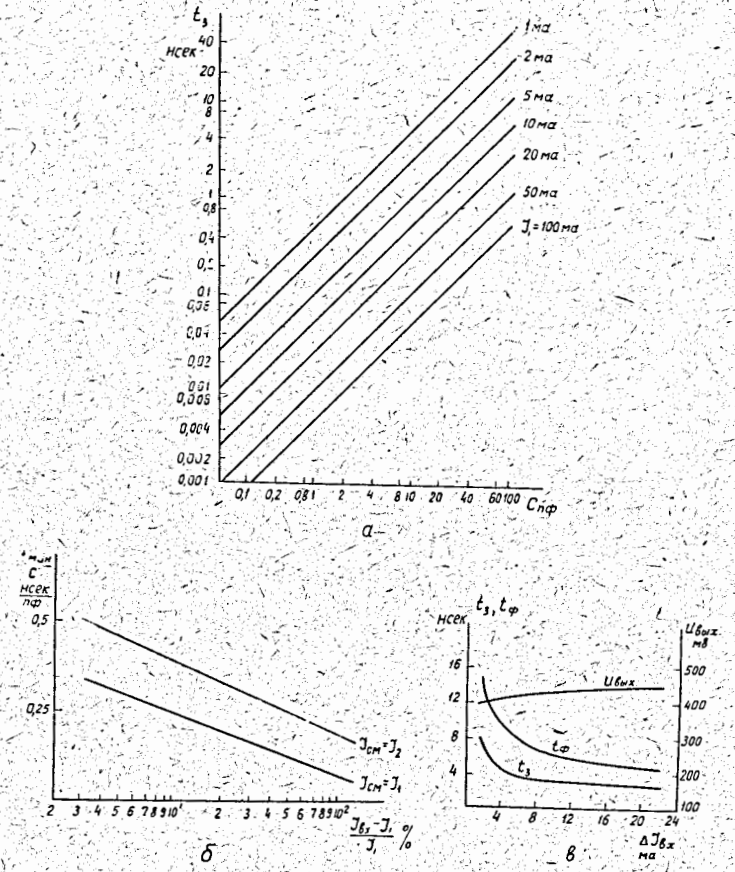


Рис. 49. Временные характеристики формирователей:

- а) зависимость задержки срабатывания для входного импульса, превышающего порог на 10%, по сравнению с бесконечно большим входным сигналом от тока максимума и емкости для германиевого туннельного диода,
- б) зависимость минимальной длительности входного импульса, необходимого для переключения диода, от емкости и относительного превышения над током максимума,
- в) зависимость задержки срабатывания, фронта выходного импульса и максимальной амплитуды от превышения входного сигнала ФЭУ над порогом для диодов на основе \mathcal{N} -германия

характеристики диода I_1, I_2 . у туннельного диода с током максимума 10 ма и емкостью 5 пф задержка срабатывания составляет 0,2 нсек. Для сравнения можно отметить, что в ламповых пороговых схемах эта задержка на один-два порядка больше. На рис.49 б приведены кривые, позволяющие определить минимальную длительность входного импульса, необходимого, чтобы переключить диод, в зависимости от емкости и относительного превышения над током максимума. График был рассчитан исходя из кусочно-линейной аппроксимации характеристики I_1 у германиевого диода с током максимума 10 ма, емкостью 5 пф и превышением входного импульса над током максимума 10%, наименьшая длительность запускающего импульса составляет 2 нсек. Выходные сигналы ФЭУ I_1 значительно отличаются от идеальных прямоугольных импульсов, для которых выводились соотношения (63 + 68) и были рассчитаны графики, представленные на рис.49 а) и б). В работе ⁵⁹ нелинейное дифференциальное уравнение, описывающее процесс прямого и обратного переключения диода сигналами ФЭУ, решалось на цифровой вычислительной машине. На рис.49 в приведены рассчитанные зависимости задержки срабатывания, фронта импульса и максимальной амплитуды от превышения входного сигнала над порогом. Данные диода: $J_1 = 4,5$ ма, $J_2 = 0,5$ ма, $C = 150$ пф. Предполагалось, что дисперсия времени собирания электронов в ФЭУ составляла 4 нсек при времени высвечивания сцинтиллятора 30 нсек. Из графиков видно, что зависимость параметров выходного импульса становится слабой для превышений над порогом порядка 50%. Результаты работы показывают возможность использования медленных диодов с быстрыми сцинтилляторами при небольших значениях превышения (порядка 0,3).

г) формирователи с индуктивностью

Одновибратор на туннельном диоде с индуктивностью (см. раздел 2.9) обеспечивает формирование сигналов по длительности. Начальную рабочую точку одновибратора можно установить вблизи тока максимума, поэтому чувствительность формирователя с индуктивностью может быть сделана высокой. Источник сигнала подключается к формирователю через достаточно большое сопротивление Z_3 (см.рис.50а), а в случае ФЭУ, который сам обладает большим сопротивлением, туннельный диод можно подключать непосредственно к выходу фотоумножителя, обеспечивая этим хорошие условия запуска. Сигналы с фотоумножителей в сцинтилляционных счетчиках обычно передаются с помощью высокочастотных коаксиальных кабелей, сопротивление которых находится в пределах 50 + 150 ом, поэтому, если волновое сопротивление кабеля является нагрузкой формирователя, необходимо, чтобы она не ухудшала существенно формирование по амплитуде (см.рис.48 г). Когда формирователь ставится на выходе кабеля, чувствительность его оказывается ниже и, кроме того, необходимо обеспечить согласование кабеля на входе формирователя или согласовывать кабель сразу на выходе ФЭУ (что понижает в два раза амплитуду его выходных импульсов), в противном случае возможны повторные срабатывания схемы от отраженных сигналов.

Длительность выходных импульсов одновибратора с индуктивностью определяется в основном индуктивностью и, в меньшей степени, амплитудой входного сигнала. Длительность выходных импульсов можно оценить по формуле (50), приведенной в разделе 2.9. График, показанный на рис.50 б, демонстрирует зависимость длительности выходных импульсов одновибратора от величины индуктивности. Кривые для герма-

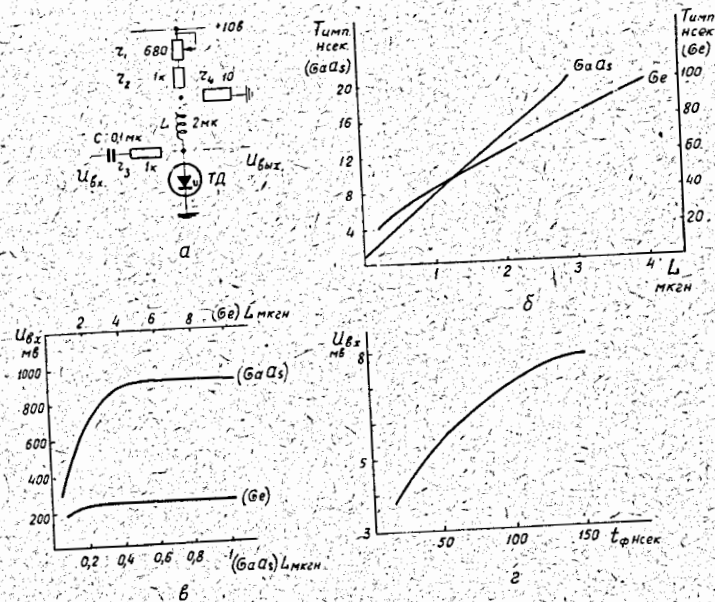


Рис.50. Формирователи на одновибраторах с индуктивностью:

- пример схемы формирователя с индуктивностью,
- зависимость длительности выходных сигналов формирователя от величины индуктивности для германиевых и арсенидогаллиевых диодов,
- зависимость амплитуды выходного импульса формирователя от величины индуктивности для германиевых диодов и диодов на основе арсенида галлия,
- зависимость порога срабатывания формирователя от длительности фронта запускающего импульса (для германиевых туннельных диодов).

ниевых и арсенидо-галлиевых диодов взяты из работ /Г74, Г78/, соответственно. Данные диодов из арсенида галлия: ток максимума- 10 ма; сопротивление, включенное последовательно в индуктивность- 13 ом. Амплитуда выходного импульса, начиная с некоторого значения индуктивности, при увеличении последней остается постоянной (см.кривые на рис.50 в). К числу недостатков одновибраторов с индуктивностью надо отнести зависимость порога срабатывания от фронта входного импульса, которая для германиевых диодов качественно показана на рис. 50 г. Для работы формирователя в широком диапазоне фронтов входных импульсов и получения большей амплитуды на выходе следует увеличивать индуктивность, однако, это приводит к увеличению длительности выходных сигналов, что не всегда желательно, и к увеличению мертвого времени одновибратора (для диодов из арсенида галлия зависимость мертвого времени формирователя, определяемого как расстояние между парой импульсов, второй из которых на 10% выше порога, от величины индуктивности демонстрируется на графике, представленном на рис.51 а).

Показанная на рис.50 а схема формирователя /59/ выполнена на германиевых туннельных диодах с током максимума 4,5 ма и емкостью 150 пф. С выхода схемы снимается сигнал с амплитудой 300 мв и длительностью 60 нсек. Чувствительность схемы ограничивается температурной зависимостью тока максимума и при чувствительности 0,2 \mathcal{J} , при $+20^{\circ}C$ она устойчиво работает в диапазоне от 0 до $+60^{\circ}C$. При использовании диодов на основе р-германия и арсенида галлия чувствительность может быть повышена. При запуске схемы длительными сигналами большой амплитуды она переходит в режим генератора. Для расширения динамического диапазона импульсов и улучшения формирования по длительности используются многокаскадные схемы формирователей.

д) Многокаскадные формирователи

На рис.51 б показан формирователь с предварительным формированием по амплитуде с помощью триггера на туннельном диоде. Порог первого дискриминатора регулируется в пределах 5 ± 50 мв. С выходного одновибратора получают импульс с амплитудой 0,3 в и длительностью на полувьоте 5 нсек в широком диапазоне амплитуд и длительностей входных импульсов /Г71/. Недостатком схемы с триггером на входе является относительно плохая чувствительность, поэтому в тех случаях, когда длительность входных импульсов заключена в известных пределах (как, например, при работе со сцинтилляционными счетчиками), применяются последовательные каскады одновибраторов. Так в работе /Г74/ описан каскадный формирователь для сцинтилляционных счетчиков с разбросом входных амплитуд от 10 мв до 100 в, выходной сигнал которого имеет длительность 10 нсек, а максимальная амплитуда равна 2 в (для увеличения амплитуды в последнем каскаде вместо индуктивности ставился повышающий трансформатор).

На рис.51 в демонстрируется двухкаскадный формирователь. На входе для согласования туннельного диода с 50-омным кабелем применялся повышающий трансформатор. Чувствительность схемы равна 50 мв, хотя она работает и при импульсах с амплитудой 50 в. Везде использовались диоды на основе арсенида галлия, а для обеспечения направленности работы схемы применялись разделительные германиевые диоды. Для индуктивности $L = 0,47$ мкгн выходной импульс имеет амплитуду 0,33 в при длительности на полувьоте 3 нсек. При этом мертвое время составляет 40 нсек и задержка на каскад равна 3 нсек.

е) формирователи с линиями задержки

формирователи на одновибраторах с линиями задержки (см.2.9, рис.20б и рис.52а) позволяют получить более короткие выходные им-

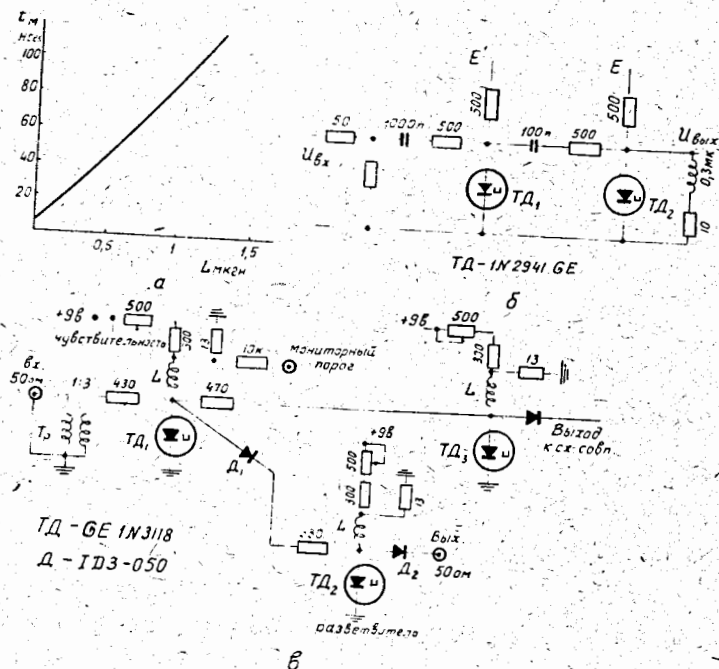


Рис.51. Формирователи на одновибраторах с индуктивностью:

- зависимость мертвого времени формирователя с индуктивностью от величины индуктивности (для диодов на основе арсенида галлия),
- формирователь с предварительным формированием по амплитуде с помощью триггера на туннельном диоде, с амплитудой выходного импульса 0,3 в и длительностью 5 нсек,
- двухкаскадный формирователь с индуктивностью, амплитуда выходного импульса которого равна 0,33 в при длительности 3 нсек (индуктивность $L = 0,47$ мкгн).

пульсы и меньшие мертвые времена, чем формирователи с индуктивностью. Кроме того, они обеспечивают более качественное формирование по длительности. Принцип работы формирователя поясняется на рис. 52б. Кривая 1 соответствует вольтамперной характеристике ненагруженного диода, кривая 2 — характеристике диода, нагруженного по постоянному току согласующим сопротивлением ρ . В динамическом режиме последовательно с сопротивлением ρ оказывается включенным волновое сопротивление кабеля, и линия нагрузки можно подобрать так, чтобы в динамике схема имела два устойчивых состояния, а в статическом режиме лишь одно. Ситуация иллюстрируется кривой 3. Волновое сопротивление кабеля в сумме с последовательным согласующим сопротивлением для обеспечения прямого опрокидывания должно превышать абсолютную величину минимального отрицательного сопротивления. В то же время слишком большое волновое сопротивление уменьшает отраженную волну тока и затягивает время обратного переключения.

В работе /60/ описывается схема дискриминатора, показанная на рис. 52 в, в которой возврат схемы в исходное состояние осуществляется отраженным импульсом с несогласованной линией. Сопротивление линии выбрано достаточно большим, чтобы сохранить переключающую характеристику туннельного диода и равно 400 ом. Линия нагружена на 200 ом. Это сопротивление выбрано таким, чтобы избежать большого числа отражений и чтобы, в то же время, обеспечить импульс обратной полярности, достаточный для возвращения диода в исходное состояние. Импульс, отраженный от конца линии, после ряда повторных отражений переключает диод в исходное состояние. Туннельный диод формирует входные сигналы по амплитуде, поэтому амплитуда отраженного сигнала мало зависит от амплитуды входного импульса. Отсюда при больших

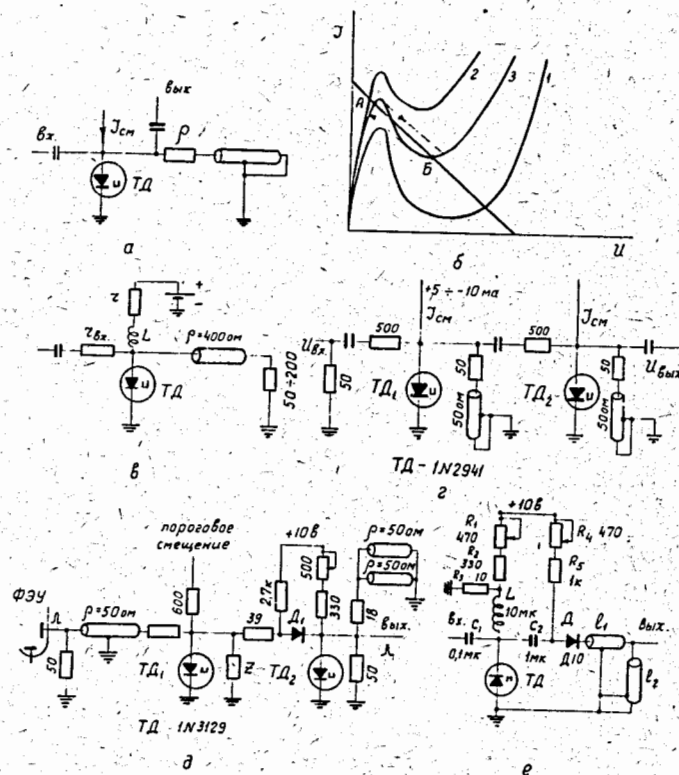


Рис. 52. Формирователи с линиями задержки:

- а) основная схема формирователя,
- б) графическое пояснение принципа работы,
- в) формирователь с не полностью согласованной линией задержки
- г), д) двухкаскадные формирователи с линиями задержки с мертвым временем I_2 нсек,
- е) формирователь, в котором длительность выходного импульса определяется короткозамкнутым отрезком кабеля и не зависит от скорости сброса диода.

амплитудах входных импульсов условия сброса ухудшаются, и длительность выходного сигнала увеличивается. Из-за этого приходится принимать меры, обеспечивающие независимость длительности выходного импульса от входного. В частности, можно включать предварительный каскад, формирующий сигналы по амплитуде.

Практическая схема дискриминатора, описанная в работе^{/15/}, приводится на рис. 52 г. Первый диод является дискриминатором с порогом от -10 до $+5$ ма, второй диод получает сформированные по амплитуде и длительности импульсы с первого. Было выполнено две схемы такого типа: одна - с кабелем 75 см длиной, которая работала с переключающими импульсами с длительностью 6 нсек и позволяла разделить импульсы, отстоящие друг от друга на 16 нсек, и вторая - с кабелем 25 см длиной, которая срабатывала от импульсов с длительностью 3 нсек, разделенных промежутком 12 нсек. Длительность выходного импульса в первой схеме была 8 нсек, во второй - 4 нсек. На рис. 52 д демонстрируется еще одна схема такого рода. Формирование по амплитуде обеспечивается здесь туннельным диодом $ТД_1$, а диод $ТД_2$ окончательно формирует входной сигнал по амплитуде и длительности. Диод $Д$ предотвращает обратное влияние второго каскада на первый. Нагрузка Z , помещенная параллельно диоду $ТД_1$, позволяет увеличить чувствительность схемы за счет увеличения ее мертвого времени или соответственным образом уменьшить. Ранее на рис. 48 г показывалось, как увеличивается ток минимума диода J_2' , нагруженного на параллельное сопротивление. Ясно, что вслед за увеличением тока минимума можно увеличивать начальное смещение, тем самым уменьшая порог схемы. В описываемой схеме^{/173/} в отсутствие нагрузки ($Z = \infty$) получают наименьшее разрешающее время 12 нсек при минимальной чувствительности 1 в. При нагрузке, представляющей собой последовательное включение сопротив-

ления II ом и индуктивности 0,1 мкгн (т.е. при использовании схемы одновибратора), чувствительность равна 12 мв при мертвом времени 20 нсек и динамическом диапазоне амплитуд входных импульсов порядка 250. В обоих вариантах схемы разброс задержки срабатывания равен 3 нсек в динамическом диапазоне входных амплитуд порядка 10. При длине формирующего кабеля 0,2 м длительность выходного импульса составляет 4 нсек при амплитуде 0,35 в.

На рис. 52 е показана схема формирователя, в которой длительность выходного импульса вообще не зависит от скорости сброса диода^{/135/}. Высокочастотный кабель, составленный из двух отрезков, служит не только для возвращения диода в исходное состояние, но и формирует короткий импульс, длительность которого практически не зависит от длительности входного сигнала. Затягивание обратного переключения при больших входных сигналах приводит лишь к увеличению времени восстановления, которое, однако, не больше, чем в обычном одновибраторе с линией задержки. Собственно формирование выходного импульса по длительности происходит на отрезке кабеля l_2 . Длину отрезка l_1 выбирают так, чтобы обратное переключение диода не оказывало влияния на форму импульса. Для этого достаточно, чтобы задержка кабеля l_2 была больше времени нарастания напряжения на диоде при прямом опрокидывании. При проверке формирователя со спинтиллиционным счетчиком при более чем десятикратном разбросе амплитуд сигналов с фЭУ разброс амплитуд сформированных импульсов не превышал 15%, а разброс задержек срабатывания составлял 3 + 5 нсек. Параметры использованного диода были следующими: $J_1 = 11$ ма, $J_2 = 1$ ма; $C = 100$ пф, применялся кабель РК-2 с $l_1 = 1$ м, $l_2 = 0,5$ м. Диод $Д$ был введен для устранения влияния отражений, вызванных несогласованностью кабеля на передающем конце, на амплитуду выходного импульса.

ж) формирователи с задержанной отрицательной обратной связью.

Наибольшим быстродействием из известных схем формирователей обладают формирователи с задержанной отрицательной обратной связью. По принципу действия они близки к формирователям с линиями задержки, однако, сигнал сброса обычно усиливается, обеспечивая быстрое обратное переключение диода. Упрощенная схема такого формирователя приводится на рис. 53а. Для возвращения диода в исходное состояние и для формирования выходного импульса используются три транзистора. Транзистор T_2 управляет переключением тока из эмиттера триода T_3 в эмиттер T_4 . Выходной триод T_3 открыт в исходном состоянии и закрывается при переключении диода. Связанный с ним по эмиттеру триод T_4 при этом открывается и посылает в линию задержки сигнал, возвращающий диод в исходное состояние. Время переключения выходного триода равно 3 нсек, таково же время задержки в кабеле, поэтому мертвое время схемы равно 12 нсек. Диод предотвращает преждевременное переключение туннельного диода, вызываемое положительным заходом входного импульса. Это переключение происходит все же для токов смещения больших 5 ма. При смещениях, меньших 2 ма, на стабильность порога оказывает влияние ток утечки коллектора триода, поэтому порог устанавливается в пределах 2-5 ма. Для импульсов с длительностью 1,1 нсек порог повышается лишь на 5% и при частоте повторения 100 Мгц - на 10%. Температурный коэффициент порога при токе 3-ма был равен 0,6% / $^{\circ}$ C в диапазоне температур от +20 до +40 $^{\circ}$ C (применялись германиевые диоды). Интегральная нелинейность при порогах от 0,75 ма до 7,5 ма не превышала 2%. Для детекторов с более низкими уровнями сигналов, например, черенковских счетчиков, был выполнен дискриминатор с усилением сигнала /138/, изображенный упрощенно на рис. 53 б. Уровень дискримина-

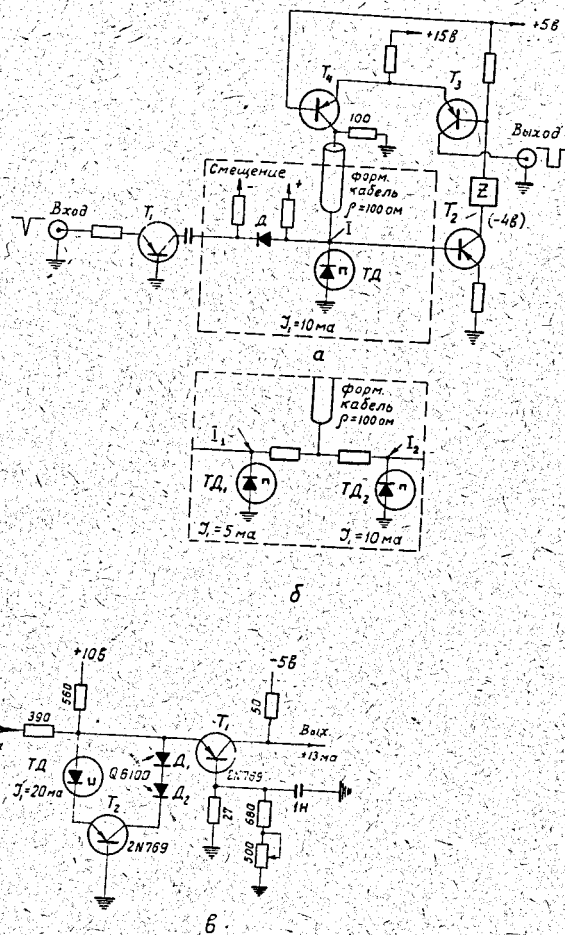


Рис. 53. Формирователи с задержанной отрицательной обратной связью:
 а) упрощенная схема,
 б) упрощенная схема формирователя с повышенной чувствительностью,
 в) формирователь с мертвым временем 8 нсек и длительностью выходного импульса порядка 4 нсек.

ции определяется первым диодом $ТД_1$ с током максимума 5 ма. При переключении этого диода происходит срабатывание второго диода $ТД_2$ с током максимума 10 ма. Оба диода возвращаются в исходное состояние сигналом с формирующего кабеля. Первый туннельный диод, который определяет чувствительность порога, изолирован от сопротивления базы триода T_2 и от влияния тока утечки коллектора триода T_4 вторым диодом. Если происходит преждевременное обратное переключение первого диода, импульс с него недостаточен для переключения назад второго диода и это переключение на выходном импульсе схемы не сказывается. Время задержки срабатывания, равное 8 нсек, и временной сдвиг в два раза больше, чем у первого дискриминатора; температурный коэффициент тот же самый. Интегральная нелинейность составляла 4%. Порог дискриминатора устанавливался в пределах $0,5 \pm 2$ ма.

Еще один быстрый формирователь такого типа ^{/148/} показан на рис. 53 в. Туннельный диод $ТД$ обычно находится в состоянии с малым напряжением, так что транзистор T_1 закрыт. Ток смещения удерживает триод T_2 вблизи режима насыщения. Диоды D_1 и D_2 обеспечивают необходимую разность потенциалов между коллектором T_2 и эмиттером T_1 . Положительный входной импульс, превосходящий ток максимума диода $ТД$, переключает разность тока смещения и тока минимума туннельного диода в эмиттер триода T_1 . Та же самая разность токов поступает в диоды $D_1 + D_2$, обуславливая этим обратное переключение туннельного диода в состояние с малым напряжением. С коллектора транзистора T_1 снимается положительный импульс с амплитудой 13 ма, длительность которого равна задержке в петле обратной связи и составляет 4 нсек. Мертвое время по принципу работы схемы равно 8 нсек. Входной импульс должен быть более 3 ма с длительностью менее 4 нсек, в противном случае возможны повторные срабатывания схемы. Необходимость ограни-

чения входных сигналов по длительности является недостатком формирователей с задержанной отрицательной обратной связью, как уже указывалось ранее.

3) Детекторы нулевого уровня, мостовые схемы.

Для получения хорошего временного разрешения схем совпадений существенно, чтобы сигналы, поступающие с входных формирователей, имели малый разброс во времени, несмотря на разброс амплитуд и фронтов импульсов от ФЭУ. Для наиболее полного извлечения временной информации из выходных сигналов ФЭУ используется ряд способов. В частности, с этой целью импульсы с ФЭУ дифференцируются с помощью одного из известных методов (обычно применяется формирование методом аperiodического контура или с помощью отрезка короткозамкнутого высокочастотного кабеля ^{/182/}), и детектируется в качестве начала отсчета момент пересечения нулевой линии продифференцированным сигналом. Высокая чувствительность дискриминаторов на туннельных диодах позволяет применять их в качестве детекторов нулевого уровня ^{/179, 182, 183/}. Кернс и др. разработали мостовую схему дискриминатора для этой цели ^{/182, 183/}. С выхода мостовой схемы сигнал снимается только тогда, когда имеется разбаланс, то есть при переключении туннельного диода, поэтому такая схема обеспечивает хорошее качество формирования по амплитуде и независимость выходного сигнала от параметров входного в широком динамическом диапазоне входных импульсов. Один из вариантов мостового дискриминатора представлен на рис. 54а. Дискриминатор был предназначен для работы непосредственно от ФЭУ в динамическом диапазоне амплитуд $30 : 1$. Импульсы от ФЭУ формировались таким образом, чтобы обратный заход составлял половину самого сигнала. Сформированный импульс прикладывается к мосту, в одно из плеч которого включен туннельный диод $ТД$. Мост разбалансируется при превышении сигналом порога дискриминатора (40 мв), и с выхода моста в эмиттер триода T поступает продифференцированный импульс, несущий временную информацию. Транзистор

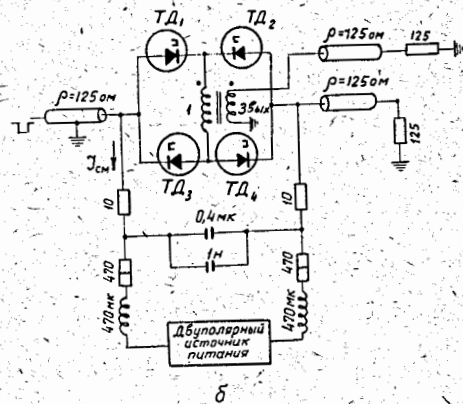
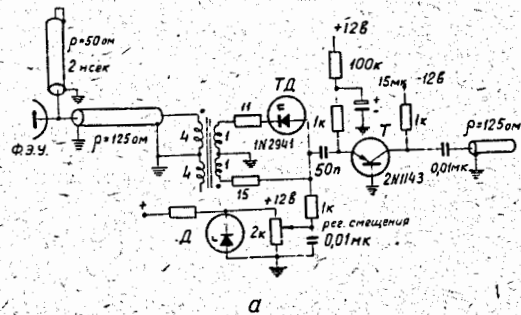


Рис.54. Мостовые схемы дискриминаторов:

- схема формирователя-детектора нулевого уровня с малым разбросом задержки срабатывания,
- дискриминатор с улучшенной балансировкой моста.

слегка приоткрыт током 0,1 ма и не пропускает отрицательный заход продифференцированного сигнала. Сопротивления в плечах моста должны быть достаточно большими, чтобы устранить влияние нелинейности активных сопротивлений диода ТД и разброса этих сопротивлений на балансировку. В то же время суммарная величина их должна быть достаточно малой, чтобы обеспечить лишь одно устойчивое состояние туннельного диода. Выходной сигнал формирователя, снимаемый с коллектора транзистора Т, имеет длительность 7 нсек и амплитуду 200 мв на нагрузке 125 ом. При изменении амплитуд входных сигналов в 30 раз амплитуда выходного импульса изменяется на 30%. Температурная стабильность порога составляла $-0,3$ мв/с⁰. В схеме применялся туннельный диод с током максимума 4,7 ма и емкостью 30 пф. В измерениях с ФЭУ 7046 при изменении уровня сигнала от 6 фотоэлектронов до 22-х задержка срабатывания изменялась от 4 нсек до 1 нсек. Мертвое время дискриминатора (вместе с трансформатором) равно 50 нсек. В дальнейшем тем же авторам удалось уменьшить мертвое время дискриминатора до 25 нсек^{/183/}.

Еще один вариант мостового дискриминатора, имеющий ряд преимуществ по сравнению со схемой, представленной выше, описан в работе^{/184/}. Дискриминатор (см.рис.54 б) предназначен для работы последовательно с коаксиальным высокочастотным кабелем, так что входной сигнал, пройдя через дискриминатор, может быть использован для других целей. Несогласование, вносимое схемой, не превышает 5%. Если входной импульс превышает порог, переключается пара диодов соответствующей полярности (например, для отрицательных импульсов срабатывают диоды ТД₂ и ТД₃) и со вторичной обмотки выходного трансформатора получают импульс с амплитудой 0,4 в, в то время как входной импульс с амплитудой, уменьшенной на 0,4 в, следует дальше.

Когда дискриминатор не срабатывает, то схема уменьшает амплитуду входного импульса лишь на 5%. Для каждой полярности входного сигнала переключаются только два диода, остальные служат в качестве активных сопротивлений, однако, при использовании сопротивлений вместо этих диодов ухудшается балансировка моста. Использование пары туннельных диодов для дискриминатора позволяет удвоить амплитуду выходного импульса. При изменении амплитуды входных сигналов на порядок амплитуда выходного импульса изменяется лишь на 20%. Минимальная длительность входного импульса - 5 нсек. Мертвое время схемы составляет 20 нсек.

В работе /165/ описана схема дискриминатора, предназначенного для быстрых сцинтилляционных счетчиков, разброс задержки срабатывания у которой не превышает 1 нсек при хороших амплитудных и пороговых характеристиках. В схеме имеется два дискриминирующих элемента на туннельных диодах, один из которых детектирует момент пересечения нулевого уровня продифференцированным сигналом с ФЭУ и обладает малой задержкой срабатывания. Этот дискриминатор открывает ворота для обычного амплитудного дискриминатора на туннельном диоде. Диод, используемый в качестве детектора нулевого уровня, в начальном состоянии смещен на диффузионную ветвь характеристики. Достаточно большой входной импульс переключает его на туннельную ветвь характеристики. В исходное состояние диод возвращается лишь тогда, когда входной ток превысит ток максимума. Таким образом, первоначальное напряжение на диоде восстанавливается в момент времени, весьма близкий к моменту пересечения нуля входным двуполярным сигналом.

3.7. Схемы совпадений

Использование туннельных диодов в быстрых схемах совпадений, в особенности, в схемах наносекундного диапазона привело к созданию относительно простых схем с разрешающими временами до десятых долей наносекунды с мертвыми временами порядка единиц наносекунд. Быстрые схемы совпадений на туннельных диодах имеют разрешающие и мертвые времена, находящиеся на границе возможностей современных ФЭУ, и еще меньшие разрешающие времена могут быть получены только при улучшении временных характеристик самих детекторов.

а) Диодные и транзисторные схемы со входными формирователями на туннельных диодах.

Туннельные диоды применяются, во-первых, как входные формирователи (см. предыдущий раздел), во-вторых, как собственно элемент отбора совпадений. Использование туннельных диодов в качестве формирователей на входах обычных диодных схем совпадений /176, 177, 185/ существенно улучшило характеристики последних. Так, например, в работе /176/ описана диодная схема совпадений с формирователями на туннельных диодах (см. рис. 55 а) с разрешающим временем при работе со сцинтилляционными счетчиками, равным 1,5 нсек (см. рис. 55 б), при работе от генератора наносекундных импульсов - 0,5 нсек. Мертвое время схемы составляет 5 нсек. Применялись германиевые диоды с током максимума 1 ма. Когда импульс поступает на один из входов, соответствующий диод переключается в состояние с большим напряжением, а рабочая точка другого диода за счет увеличения тока перемещается несколько вверх по туннельной ветви. На выходе схемы напряжение практически не изменяется (это изменение составляет 0,01 в). При

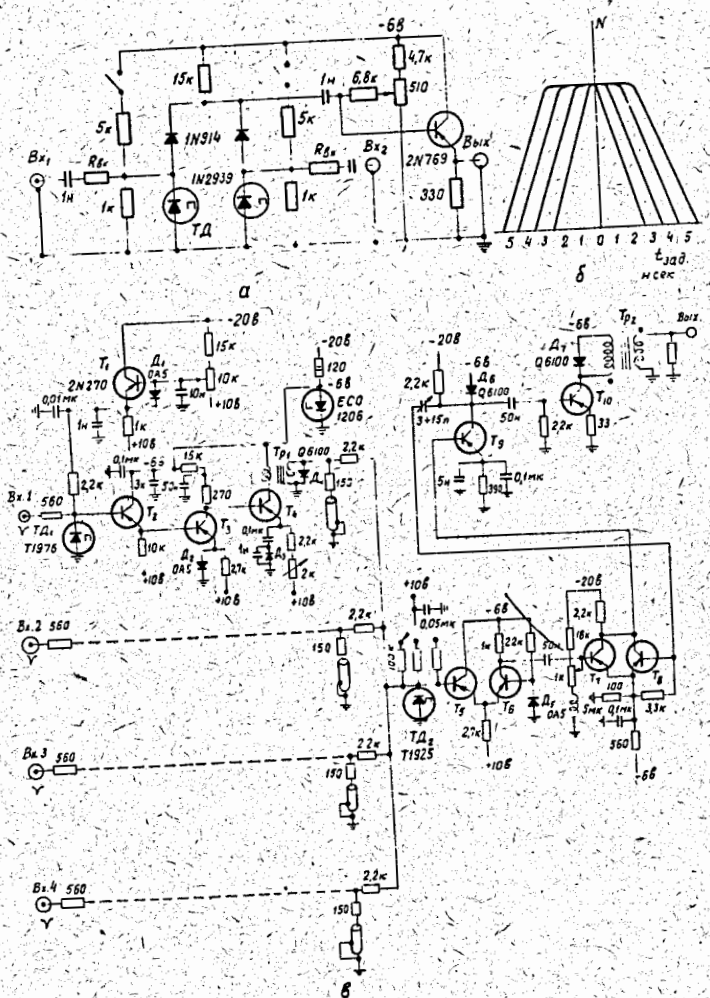


Рис. 55. а) Диодная схема совпадений со входными формирователями на туннельных диодах,
 б) кривая разрешения схемы совпадений,
 в) схема с входными формирователями на транзисторах и туннельных диодах и туннельным диодом в качестве элемента отбора совпадений.

поступлении импульсов на оба входа переключаются оба туннельные диода, и с выхода снимается импульс напряжения с амплитудой 0,5 в. Хорошее качество формирования туннельными диодами обеспечивает независимость амплитуд сигналов на схеме совпадений от разброса амплитуд входных импульсов. К числу достоинств схемы следует отнести то, что она дискриминирует шумовые импульсы, так как срабатывание схемы вызывает только импульсы тока с амплитудой более 1 ма, одновременно ограничивая входные импульсы и устраняя сигналы неполных совпадений, что скорости переключения туннельных диодов не накладывает ограничений на разрешение и мертвое время схемы и что схема имеет большой коэффициент отбора (10 и более). Для увеличения разрешающей способности входные импульсы должны быть возможно короче. Переключение туннельного диода в обратную сторону ускоряется отрицательным выбросом, который имеется всегда, когда формирование сигналов по длительности осуществляется короткозамкнутым кабелем на выходе ФЭУ. При инвертировании импульса на одном из входов схема может быть использована как схема антисовпадений.

б) Туннельный диод как элемент отбора совпадений.

Как правило, туннельный диод в качестве элемента отбора совпадений используется в схемах "И" аналого-порогового типа (см. 3.1.б). Применяемые в физическом эксперименте схемы совпадений имеют, как правило, сравнительно небольшое число входов (2-5), поэтому требования к допускам на разброс параметров диодов, ограничивающие число возможных входов аналого-пороговых схем (см. выражения (3.6)+(3.9)), являются здесь не слишком жесткими. Кроме того при небольшом числе входов и использовании отдельных образцов возможны индивидуальная наладка, введение регулировок и предварительный отбор диодов. Начальное смещение туннельного диода выбирают таким образом, чтобы он переключался в состояние с большим напряжением при пос-

тулении импульсов одновременно на все входы и оставался в состоянии с малым напряжением, если на одном из входов или нескольких сигнала отсутствуют. (Надо отметить, что простым изменением порогового смещения такая схема преобразуется в мажоритарную схему, срабатывающую при наличии сигналов лишь на определенной части входов из общего числа, которая позволяет упростить в некоторых случаях логические схемы, используемые в эксперименте). Возвращение диода в исходное состояние обеспечивается либо выбором начального тока смещения меньшим, чем ток минимума /117, 138, 158, 169, 186, 187/, либо применением режима одновибратора с индуктивностью /178, 180/. Условия по выбору смещения в аналого-пороговой схеме "И" были изложены в разделе 3.1 б (см. выражения (3.1) и (3.2)).

Что касается входных формирователей, то схемы совпадений, выполненные полностью на туннельных диодах /178, 180/, являются более простыми, обладают часто лучшими разрешающими временами, и динамический диапазон этих схем, как правило, шире, чем у схем, в которых входные формирующие устройства выполнены на транзисторах и диодах /17, 138, 148, 166, 186, 187/. Кроме того, стандартизация входного сигнала по времени с помощью одновибраторов с индуктивностью, позволяет избежать применения конструктивно неудобных отрезков высокочастотного кабеля, обычно используемых для формирования сигналов по длительности в транзисторных формирователях. Однако схемы с запуском через транзисторные каскады менее чувствительны к разбросу параметров туннельных диодов и сопротивлений, могут работать с низкими уровнями входных сигналов и часто имеют меньшие мертвые времена, чем схемы с применением одновибраторов с индуктивностью. Таким образом, окончательный выбор типа схемы определяется конкретными условиями опыта. Ниже рассматривается ряд примеров типичных схем.

в) Схемы на туннельных диодах с запуском через транзисторы.

Описанная в работе /17/ быстрая схема совпадений показана на рис. 55 в. Отрицательные импульсы, амплитуда которых достаточна, чтобы переключить входные туннельные диоды (ТД₁) после входных дискриминаторов стандартизируются по амплитуде. Таким образом отсекается фон малых импульсов. Требуемое смещение входного туннельного диода (ТД₁) обеспечивается током эмиттерного повторителя на транзисторе Т₁. Диод Д₁ увеличивает область линейности дискриминатора. Импульсы с туннельного диода повторяются эмиттерным повторителем на триоде Т₂ и открывают триод Т₃, обычно закрытый, так что сигналы несовпадений на выходы не проходят. Когда транзистор Т₄ закрывается, на его выходе появляется сформированный по амплитуде импульс, формируемый по длительности закороченным отрезком кабеля. Таким образом на туннельный диод совпадений поступает стандартный импульс тока от каждого канала. В зависимости от положения переключателя смещения определяется кратность совпадений. Антисовпадения осуществляются просто инвертированием входных импульсов, то есть переменной полярности одной из обмоток трансформатора Тр₁. Сигнал с выхода совпадений усиливается каскадом на триодах Т₅ и Т₆ и поступает на одновибратор (транзисторы Т₇, Т₈, Т₉). С-повторителя Т₁₀ снимается выходной импульс требуемой полярности с амплитудой 5 в на нагрузке 125 ом и с длительностью 50 нсек. Мертвое время входного дискриминатора составляет 50 нсек. При работе с ФЭУ RCA 6810А с пластическими сцинтилляторами размером 28 x 10 x 1 см при регистрации космических лучей было получено разрешающее время $\tau = 2$ нсек.

В схемах, работающих при больших нагрузках, для устранения смещения уровня применяется непосредственная связь между элементами,

которая легко обеспечивается в гибридных схемах использованием двух-трех разнополярных источников питания, как это сделано в схеме, представленной на рис.55 в. Однако, в этой схеме формирователь содержит достаточно большое число элементов. Здесь туннельный диод смещен в обратном направлении током, поступающим от источника питания. Сформированный по амплитуде входной сигнал в коллекторе триода T_4 (формирование по амплитуде осуществляется обычно закрыванием триода положительным входным импульсом) необходимо инвертировать, чтобы он мог переключить туннельный диод. Рядом преимуществ с точки зрения простоты и улучшения характеристик схем совпадений на туннельных диодах с запуском через коллекторы транзисторов обладает вариант с "противосмещением" /138, 148, 187/, иллюстрируемый на рис.56 а, который по принципу работы напоминает логические элементы с подкачкой (см.3.1.е). В такой схеме туннельный диод смещается током от источника питания в направлении, благоприятствующем срабатыванию (током $J_{см}$), а суммой входных токов J - в обратном направлении, так что в исходном состоянии диод находится на туннельной ветви характеристики. Входные импульсы переключают генераторы токов J_i , и туннельный диод переключается током от источника питания на диффузионную ветвь.

На рис.56 б приведена практическая схема такого типа, описанная в работе /138/. К преимуществам схемы следует отнести то, что применяется переключение тока, позволяющее избежать перезарядки емкостей и то, что амплитуда выходного импульса не зависит от времени нарастания входного импульса. В схеме благодаря применению непосредственной связи по постоянному току отсутствует смещение уровня. Смещение туннельного диода определяется требуемым числом входов. Для обеспечения минимального коэффициента отражения на входах схемы стоят триоды, работающие в режиме линейного усиления.

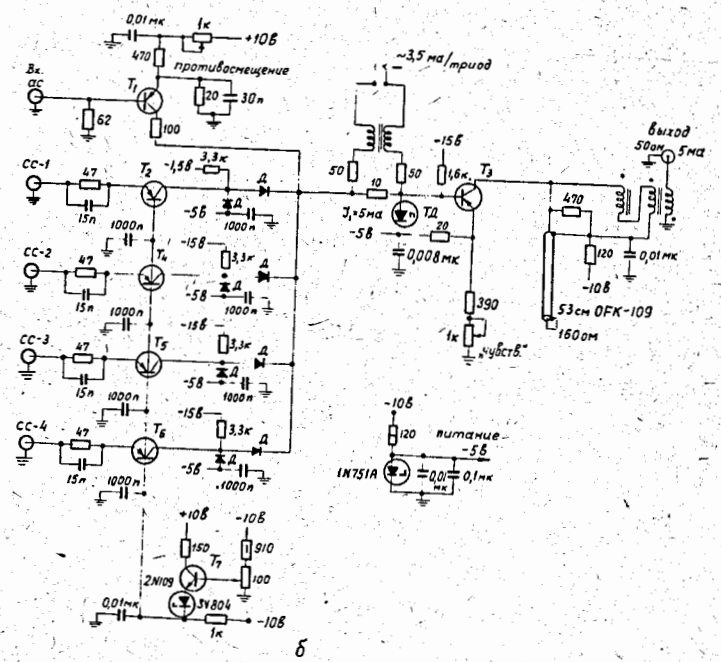
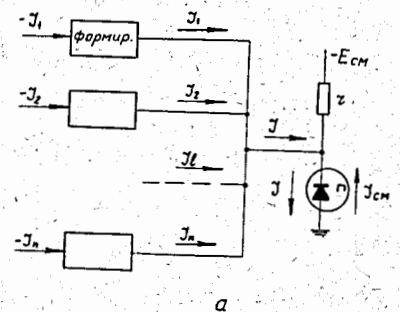


Рис.56. а) Рациональный вариант смещения туннельного диода в схеме совпадений с запуском через транзисторы, б) практическая схема подсобного типа.

Температурные изменения на переходе эмиттер-база скомпенсированы кремниевым стабилитроном и п-р-п триодом T_7 . Шунтирующие диоды фиксируют коллекторные напряжения после закрывания триодов, что обеспечивает быстрое восстановление. Ток каждого из диодов (3 ± 4 ма), которые нормально открыты, проходит через туннельный диод ТД, смещая его в обратном направлении. Когда все диоды закрываются, напряжение на туннельном диоде изменяется только на 120 мв, и на него через сопротивление 1,5 ком поступает ток смещения, равный 6 ма, который переключает диод в состояние с большим напряжением. До переключения диод работает как обычный диод в схеме Гарвина. Выходной триод T_3 смещен ниже уровня отсечки, что исключает возможность прохождения импульса несовпадений. Коэффициент отбора в худшем случае равен 10. При отключении одного из входов соответствующий последовательный диод Д автоматически закрывается. Минимальное число каналов - два - определяется тем, что при токе смещения 3 ± 4 ма по крайней мере два канала должны открыться, чтобы туннельный диод вернулся в начальное состояние. Разрешающее время схемы равно 1,2 нсек (полуширина на полувьсоте) и имеет температурный коэффициент $0,3\% / ^\circ C$. При повышении температуры пик кривой разрешения сужается.

На рис.57а демонстрируется быстрая схема совпадений, реализованная на основе схемы "И", описанной в работе [73] (см.3.1.3), а также рис.36 а) и б)), в которой используется неодинаковость сопротивлений на туннельном участке и в области "седла" характеристики диода [72].

Выходной туннельный диод смещен в режим одновибратора и работает при максимальной чувствительности. Поскольку с кабеля в данном

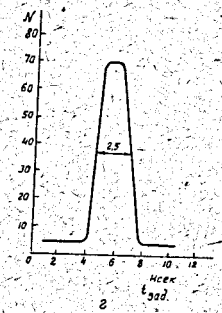
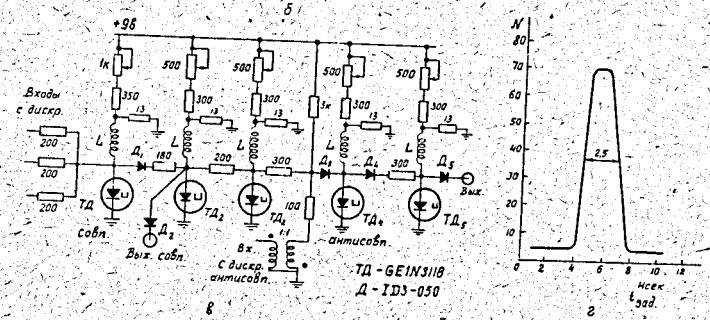
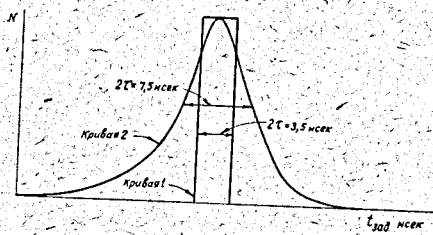
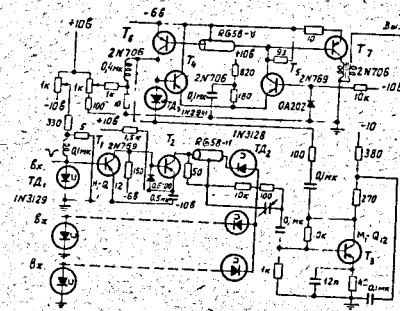


Рис.57. а) Схема совпадений, в которой используется различие сопротивлений на туннельном участке и в области "седла" характеристики диода;
 б) кривые разрешения схемы для случаев работы с генератором и со сцинтилляционными счетчиками;
 в) схема совпадений, выполненная на одновибраторах с индуктивностью;
 г) кривая разрешения, снятая со сцинтилляционными счетчиками.

случае поступает импульс напряжения, необходимо согласующее сопротивление у выхода ФЭУ. При срабатывании диода перекрывается эмиттерный ток триода T_2 , равный 10 ма, и на коллекторе появляется импульс стандартной амплитуды. Он формируется по длительности закороченным отрезком кабеля, и длина кабеля определяет разрешающее время схемы. Сопротивление кабеля 50 ом. Полоса транзистора T_2 равна 300 Мгц. Сформированный импульс напряжения подается на схему совпадений. Использование импульсов напряжения вместо импульсов тока для переключения туннельных диодов в самой схеме совпадений представляет преимущества с точки зрения независимости работы схемы от характеристик диодов. Коэффициент отбора схемы можно увеличить интегрированием выходного импульса с постоянной времени, равной времени переключения диода. Выходной сигнал со схемы совпадений инвертируется и усиливается триодом T_3 . Затем он подается на формирователь с задержанной отрицательной обратной связью на туннельном диоде TD_3 . Диод возвращается в низковольтное состояние транзисторами T_4, T_5 и T_6 через время, определяемое кабелем задержки. Триод T_7 насыщается при поступлении сигнала с формирователя, и с выхода снимается стандартный импульс с амплитудой 4 в. Поскольку схема имеет отрицательные обратные связи характеристики её стабильны при температурных изменениях (за 8 часов работы схемы замечено изменение порогов дискриминаторов лишь на 1%). Минимальный порог схемы равен 2 ма при частоте следования сигналов на входе 20 Мгц. Разрешающее время схемы при работе от генератора равно 1,75 нсек. При проверке схемы от источника C^{60} с пластическими сцинтилляторами оно составляет 3,75 нсек (полуширина на полувисоте). Кривая разрешения показана для обоих случаев на рис. 57 б.

г) Схемы, выполненные полностью на туннельных диодах.

В качестве примера схемы совпадений, выполненной полностью на туннельных диодах на рис. 57 в приведена аналого-пороговая схема на одновибраторах с индуктивностью L_{178} . Входные формирователи для этой схемы, выполненные также на одновибраторах с индуктивностью, были описаны ранее (см. 3.6.г) и рис. 51 в).

На вход схемы поступают треугольные импульсы. Пороговый туннельный диод имеет ток максимума 10 ма при разбросе 5%. В каждом одновибраторе предусмотрена, однако, регулировка для выбора оптимального режима смещения. Применялись туннельные диоды из арсенида галлия. Между отдельными каскадами для устранения их взаимного влияния включены германиевые диоды. Антисовпадения осуществляются за счет инвертирования импульса в одном из каналов и сложения его с импульсом совпадений.

Кривая разрешения схемы, снятая от источника C^{60} с пластическими сцинтилляторами толщиной 2,5 см и ФЭУ 58 АУР, приведена на рис. 57 г. Видно, что разрешающее время схемы составляет 1,25 нсек (полуширина на полувисоте). Разрешающее время существенно зависит от величины индуктивности, которая здесь была равна 0,1 мкгн.

Из других схем с использованием туннельных диодов, предназначенных для временного анализа, следует остановиться на описанном в работе L_{175} время-амплитудном преобразователе. Принцип работы его основан на переключении туннельного диода в состояние с большим напряжением импульсом первого события и обратном переключении сигналом второго события с последующим интегрированием выходного импульса напряжения с диода, так что амплитуда выходного сигнала с интегрирующей цепочки пропорциональна измеряемому интервалу времени. Преобразователь

использовался со сцинтилляционными счетчиками с кристаллами $NaJ(Te)$. Выходные сигналы поступали на 256-канальный амплитудный анализатор. При проверке схемы от генератора на ртутном реле неопределенность во времени для всех временных интервалов была менее 2 нсек. Преобразователь линеен в диапазоне $20 \div 200$ нсек.

3.8. Генераторы наносекундных импульсов и некоторые измерительные схемы.

При настройке быстрых пересчетных и других цифровых схем, схем совпадений и т.д. целесообразно применять генераторы прямоугольных импульсов, выполненные на туннельных диодах, так как они позволяют получить импульсы с фронтами и длительностями, сравнимыми с получаемыми от генераторов на ртутных реле. В отличие от последних в генераторах на туннельных диодах частоты повторения импульсов могут достигать сотен мегагерц.

Туннельные диоды применяются, прежде всего для генерации колебаний соответствующей частоты с определенными параметрами выходных сигналов. Условия смещения диодов в режим генерации и принципы работы генераторов с индуктивностью и линиями задержки /60, 152, 166/, а также выражения для расчета параметров выходных импульсов были приведены ранее в части II в разделе 2.8 (см. выражения (43 ÷ 48)). Кроме того, для получения коротких импульсов можно комбинировать обычные лабораторные генераторы и формирователи на туннельных диодах (см. 3.6.)

На рис. 58 а показана схема генератора посылок импульсов с частотой повторения до 85 Мгц. Такие схемы применяются при настройке экспериментальной аппаратуры для регистрации частиц, получаемых с ускорителей высоких энергий, работающих в импульсном режиме.

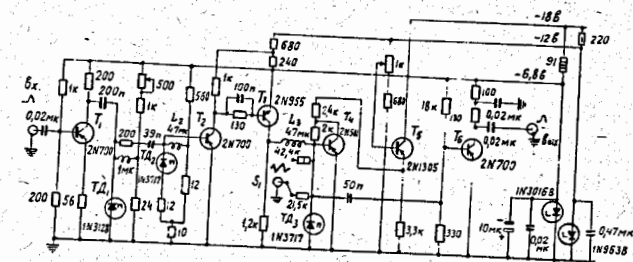
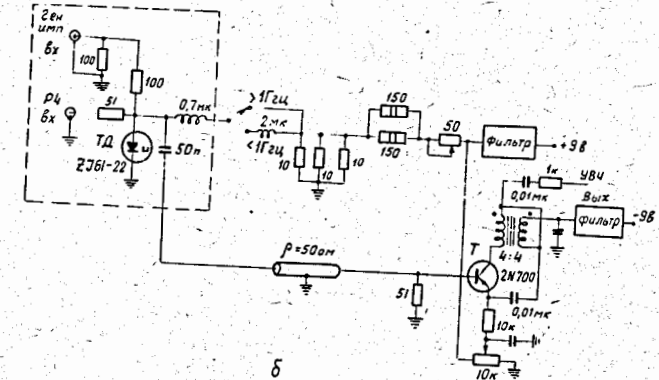
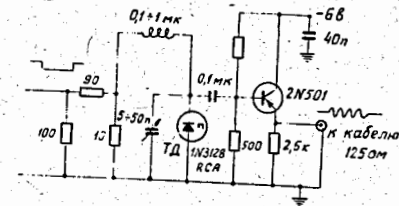


Рис. 58. а) Генератор посылок импульсов с частотой повторения 85 Мгц; б) схема синхронизатора периодических сигналов до частоты 2 Ггц; в) схема переменной задержки, регулируемой внешним сигналом, прибора для получения временных характеристик быстрых схем совпадений и время-амплитудных преобразователей.

В описываемой схеме /163/ входной импульс подается от стандартного генератора. Этот сигнал переводит туннельный диод в область отрицательного сопротивления. Последовательное сопротивление 10 ом и индуктивность обеспечивают возникновение колебаний. Выходной эмиттерный повторитель согласует генератор с испытываемым прибором.

При настройке с осциллографами импульсных схем, работающих с частотами повторения порядка сотен мегагерц, характерными для схем с туннельными диодами, для согласования наблюдаемых сигналов с разверткой осциллографа требуются соответствующие схемы синхронизаторов. Ламповые и транзисторные синхронизаторы на эти частоты сложны и работают недостаточно надежно.

На рис. 58 б показан синхронизатор на туннельном диоде для наблюдения периодических сигналов до частоты 2 Гц /166/. Схема вырабатывает импульс запуска на каждый импульс, поступающий от генератора на ртутном реле, через 1 мксек после его прихода. Импульс запуска синхронизован с радиочастотными сигналами, которые поступают на второй вход схемы. Сигнал от генератора переключает туннельный диод в состояние с большим напряжением, в котором он удерживается индуктивностью, пока под действием радиочастотных импульсов не произойдет обратный переход. Таким образом, задний фронт сигнала с диода оказывается синхронизованным по фазе с радиочастотными сигналами. Задний фронт импульса дифференцируется, и от полученного импульса запускается выходной блокинг-генератор на транзисторе Т.

В работе /188/ описывается схема прибора для получения временных характеристик схем совпадений и время-амплитудных преобразователей наносекундного диапазона. Прибор значительно упрощает процесс получения кривых разрешения. Принцип работы схемы заключается в том, что один из входных сигналов подается на схему совпадений через устрой-

ство переменной задержки. Последнее управляется пилообразным напряжением развертки осциллографа. Время задержки является линейной функцией модулирующего напряжения. Выходные сигналы испытываемой схемы поступают на измеритель скорости счета накопительного типа и оттуда на вход осциллографа. На экране осциллографа наблюдается кривая разрешения.

Принципиальная схема устройства задержки демонстрируется на рис. 58 в. Одновибраторы на диодах ТД₁ и ТД₂ формируют из входного сигнала импульс с длительностью 70 нсек, который, пройдя через триод Т₂, вводит транзистор Т₃ в режим насыщения. После открывания транзистора Т₃ начинает нарастать ток через индуктивность L₃, который проходит через диод ТД₃. Момент переключения диода ТД₃ линейно зависит от его начального тока, являющегося, в свою очередь, линейной функцией мгновенной величины поступающего со входа S₁ модулирующего напряжения. В начальный момент или после переключения, когда ток, проходящий через индуктивность L₃, падает ниже определенного уровня, туннельный диод ТД₃ в состоянии с большим напряжением находится уже не может, так как в этом случае триод Т₄ оказывается насыщенным. Последний переключает туннельный диод в состояние с малым напряжением и закрывается. Сигнал с диода ТД₃ дифференцируется и поступает на выход схемы. Время задержки устройства изменяется в пределах 30 + 65 нсек. Максимальная частота входных импульсов 3 МГц. Отклонения от линейности не превышают ±15 нсек. Задержка срабатывания для импульсов с длительностью 2,5 нсек и с амплитудой, вдвое превосходящей порог схемы, составляет менее 30 нсек. Температурный коэффициент в диапазоне +25 + 35°C равен 30 нсек/°C.

В заключение автор пользуется случаем, чтобы поблагодарить С.М.Коренченко за внимание к данной работе и ряд полезных советов, Ю.К.Акимова, А.Н.Синаева, И.А.Голутвина и Ю.В.Заневского за обсуждение рукописи и высказанные критические замечания.

Л и т е р а т у р а

79. Р.К.Ричардс. Арифметические операции на цифровых вычислительных машинах. пер.с англ., ИЛ, (1957).
80. G.R.Loury, J.Giorgis, E.Gottlieb, R.C.Weischadel. "Manual on G.E. Tunnel Diodes". Semicond. Prod. Department Advent. and Sales Promotion. G.E. Company, Kelley Building, Liverpool, N.Y. (1960).
81. I.Aleksander, R.W.A.Scarr. Tunnel Diodes as Switching Elements. Journ. of the Brit. IRE, 22, N 3, 177-192 (1962).
82. G.B.Herzog. Utilisation de la diode tunnel comme element de calcul a vitesse extremement elevee. L'onde electrique, 41, N 409, 370-381 (1961). См.также "Экспресс-информация", сер.ВТ, № 38, реф.189, (1961), ВИНТИ.
83. E.Gottlieb and J.Giorgis.Tunnel-Diode Logic Circuits. Electronics, 36, N 27, 26 (1963).
84. A.Judenstein. Utilisation des diodes tunnel dans les circuits de communication electronique. L'Onde electrique, XLIII, N 439, 1040 (1963).
85. P.Meyers. Circuit Trends in Nanosecond Switching, Electronics, 36, 35 (1963).
86. G.P.Sarrafiian. Tunnel Diode Threshold Logic. 1961 IRE Int. Conv.Rec., p. 2, 271-276.
87. W.F.Chow, Tunnel Diode Digital Circuitry. IRE Trans. EC-9, N 3, 295-301 (1960).
88. W.F.Chow, Tunnel Diode Logic Circuits. Tolerance determines number of inputs and outputs. Electronics, 33, N 26, 103-107, (1960).
89. G.W.Neff et al., Esaki Diode Logic Circuits. IRE TRANS., EC-9, N 4, 423 (1960).
90. P.M.Thompson. J.Bateson. An Introduction to the Tunnel Diode as a Circuit Element. J.Brit. IRE, 22, N 1, 75-79(1961).
91. H.K.Gummel and F.M.Smits. Margin Considerations for an Esaki-Diode-Resistor Gate. The Bell Syst. Tech. Journ., XL, N 1, 213 (1961).
92. B.Rabinovici. Tunnel Diode Shift Register. Proc. IRE, 50, N 4, 1 (1962).
93. H.S.Yorke, S.A.Butler and W.G.Strom. Esaki Diode NOT-OR Logic Circuits. IRE Trans., EC-10, N 2, 183 (1961).
94. R.H.Bergman, Tunnel Diode Logic Circuits, IRE Trans., EC-9, N 4, 430 (1960).
95. R.H.Bergman, M.Cooperman and H.Ur. High Speed Circuits Using Tunnel Diodes, RCA Review, XXIII, N 2, 152 (1962).
96. M.Cooperman and R.H.Bergman. Tunnel-Resistor-New Device to Speed up Tunnel Diodes. Electronics, 36, N 28, 42 (1963). См.также "Экспресс-информация", сер.ВТ, реф.344, (1963), ВИНТИ.
97. Brian E. Sear. Constant--Current Design of Tunnel-Diode Logic Circuits. IRE Trans., CT-10, N 1, 48 (1963).
98. М.С.Нейман, Г.П.Земцов. Амплитудные логические элементы на туннельных диодах. "Радиотехника", 18, № 9, 12, (1963).
99. C.K.Alford. Analysis and Design of the Twin-Tunnel-Diode Logic Circuits. 1960 IRE Wescon. Conv.Rec., p. 2, 94.

100. H.P.Kaupp and D.R.Crossby. Calculated Waveforms for Tunnel Diode Locked Pair. Proc. IRE, 49, N 1, 146-155 (1961).
101. G.B.Herzog. Tunnel-Diode Balanced-Pair Switching Analysis. RCA Review, XXIII, N 2, 187 (1962).
102. J.J.Gibson. An Analysis of the Effects of Reactances on the Performance of the Tunnel-Diode Balanced-Pair Logic Circuit. RCA Review, XXIII, N 4, 457 (1962).
103. W.Mead and A.Wolterman. Considerations in the Design of a Goto Logical System. IRE Trans. NS-9, N 1, 228 (1962).
104. H.S.Miller and R.A.Powlus. An Evaluation on Tunnel-Diode Balanced-Pair Logic Systems. RCA Review, XXIII, N 4, 489 (1962).
105. Michael Lorant. New Tunnel Diode Circuits Use as High-Speed Computer Elements. Wireless World, 68, N 9, 445-446 (1962).
106. J.Amodei and W.F.Kosonocky. High Speed Logic Circuits Using Common-Base Transistors and Tunnel Diodes. RCA Review, XXII, N 4, 669 (1961).
107. W.V.Harrison and R.S.Foote. Tunnel Diodes Increase Digital Circuit Switching Speeds. Electronics, 34, N 32, 154 (1961).
108. W.V.Harrison and R.S.Foote. High Speed Switching Circuitry Using Tunnel Diodes. IRE Trans., CT-8, N 4, 468 (1961).
109. A.Hemel. A Study of Tunnel Diodes for Digital Electronic Circuits. Proc. Nat. Electronics. Conf. Chicago, Ill., XVII, 163 (1961).
110. H.S.Miller. High Speed Arithmetic Employing Tunnel Diodes. RCA Review, XXIV, N 1, 47 (1963).
111. P.I.Langlois. Tunnel Diodes Boost TRL Speed. Electronics, 36, N 19, 50 (1963). См. также "Экспресс-информация", сер. ВТ, № 37, (1963), ВИНТИ.
112. W.R.Smith and A.V.Pohm. A New Approach to Resistor-Transistor-Tunnel-Diode Nanosecond Logic. IRE Trans. EC-11, N 5, 658 (1962). См. также "Экспресс-информация", сер. ВТ, № 15, (1963), ВИНТИ.
113. Y.C.Hwang, H.Raillard. An Analysis and Tolerance Study of a New Pumped Tunnel Diode-Transistor Logic Circuit. Proc. Nat. Electronics Conf., Chicago, Ill., XVII, 177 (1961).
114. S.B.Akers, E.P.Stabler. Logic Design and Implementation in a Pumped Tunnel-Diode-Transistor Logic System. IRE Trans., CE, N 66, 282 (1963). См. также "Экспресс-информация", сер. ВТ, № 39, (1963), ВИНТИ.
115. Tunnel-Diode Transistor Provides Fast Logic. Electronics, 35, N 1, 72 (1962).
116. Brian E. Sear. Charge Controlled Nanosecond Logic Circuitry. Proc. IEEE, 51, N 9, 1215 (1963).
117. P.Chow and I.Cubert. A Key to Nanosecond Switching-Combining Tunnel and Charge-Storage Diodes. Electronics, 36, N 42, 42 (1963).
118. B.Rabinovici and C.A.Renton. Tunnel-Diode Full Binary Adder. Proc. IRE, 49, N 7 (1961).
119. C.A.Renton and B.Rabinovici. Tunnel-Diode Full Binary Adder. IRE Trans., EC-11, N 2, 213 (1962).
120. W.H.Ko. Unique Tunnel-Diode Circuit Performs Odd-and-Even Logic. Electronics, 35, N 42, 61 (1962).
121. R.A.Kaenel. Hysteresis-Free Tunnel-Diode Amplitude Com-

122. Y.Hazoni. Circuit a plusieurs etats stables utilisant des diodes tunnel. Nucl.Instr. and Meth., 10, N 3, 229 (1961).
123. W.G.Trabold. Tunnel Diodes Save Parts Continuous Readout of Magnetic Cores. Electronics, 36, N 36, 38 (1963).
124. T.A.Smey, A.V.Pohm. Design of Logic Circuits Using Thin Films and Tunnel Diodes. Electronics, 34, N 37, 59 (1961).
125. R.E.Morgan. Tunnel Diode-Saturable Reactor Insulated Control Amplifier. IEEE Trans., CE, N 66, 292 (1963).
126. J.A.Rajchman. Computer Memories: A Survey of the State-of-the-Art. Proc. IRE, 49, N-1, 104-127 (1961).
127. J.A.Rajchman. Computer Memories-Possible Future Developments. RCA Review, XXIII, N 2, 137 (1962).
128. А.А.Иванов, Л.А.Маталин. Быстродействующее промежуточное запоминающее устройство на туннельных диодах. ПТЭ, 2, 81 (1963)
129. Ш.И.Барилко, А.А.Зарецкий. Промежуточная память на туннельных диодах для многоканального временного анализатора. Препринт ОИЯИ, I301, Дубна, (1963).
130. Digital Applications of Magnetic Devices. Edited by Albert I. Meyerhoff, John Wiley and Sons Inc., NY-L (1960).
131. M.M.Kaufman. A Tunnel Diode Tenth Microsecond Memory. 1960 IRE Int. Conv.Rec., p. 2, 114 (1960).
132. J.M.Tyszka. Tunnel-Diode Memory. Electr. Commun., 37, N 4, 387-397 (1962).
См. также "Экспресс-информация", сер. ВТ, №19, реф.89, ВИНТИ, (1963)
133. J.Y.Payton. A Practical Non-Destructive Random Access Tunnel Diode Memory. 1962 Wescon, 2.1.

134. C.M.Wine, L.S.Cosentino. Experimental Tunnel-Diode Electromagnetic Delay Line Storage Registers. Proc. IEEE, 51, N 4, 625-626 (1963).
См. также "Экспресс-информация", сер. ВТ, №36, реф. I64, ВИНТИ (1963)
135. Б.Н.Кононов, А.С.Сидоров. Применение туннельных диодов в узлах электронно-физической аппаратуры. Труды 5-ой научно-технич. конф. по ядерн. электронике, I, I69, Госатомиздат, М, (1962)
136. G.N.Roberts. Tunnel Diodes. Electronic Technology, 32, N 6, 217-222 (1960).
137. В.С.Изох, М.К.Ефимчик. Пересчетная схема на туннельных диодах. ПТЭ, № 3, 86-87, (1962).
138. R.Sugarman et al., 100-Mc Counting System. Proc. of International Atomic Energy Agency Belgrade Conf. III, 3, Vienna (1962). См. также R.Sugarman et al. 100 Megacycle Counting System, rep. BNL 5390, Upton, N.Y., USA.
139. Y.Hazoni. A Fast Flip-Flop Circuit Utilizing Tunnel Diodes. Nucl.Instr. and Meth. 13, N 1, 95 (1961).
140. V.Uzunoglu. A Bistable Flip-Flop Circuit Using Tunnel Diodes. Proc. IRE, 49, N 9, 1440 (1961).
141. R.A.Kaenel. One Tunnel-Diode Flip-Flop. Proc. IRE, 49, N 2, 622 (1961).
142. Hanoch Ur. Tunnel-Diode Binary Circuit. Proc. IRE, 49, N 6, 1092 (1961).
143. A.L.Whetstone et al., One-Tunnel-Diode Binary. Proc. IRE, 49, N 9, 1445 (1961).

144. I.F.Banzhaf III and H.S.Katzenstein. One-Tunnel-Diode Flip-Flop. Proc. IRE, 50, N 2, 212 (1962).
145. Henry Guckel. One-Tunnel-Diode Flip-Flop H.F.Behaviour. Proc. IRE, 49, N 11, 1685 (1961).
146. Hanoch Ur. Tunnel Diode High Speed Circuits, Proc. Int. Conf. on Instrumentation for High-Energy Physics, Berk., 45 (1960).
147. Thomas Maguire. Electro-optical developments highlight NEREM, Electronics, 34, N 45, 73-77 (1961).
См. также "Экспресс-информация" сер. "Радиотехника СВЧ", № 12, реф. 69, ВИНТИ, (1962).
148. F.Bartoccini et al., Tunnel Diode and Common-Base Transistor Circuit in Fast Electronics and Fast Decade Transistor Scalers. Comitato Nazionale Energia Nucleare, PT/EL (62)18. Roma. dicembre 1962.
149. Fred P. Heiman. 100-Mc Tunnel-Diode Ring Counter. Proc. IRE, 49, N 7, 1215 (1961).
150. E.Baldinger et al. Untersetzter mit Tunnelioden. Helvetica Physica Acta. XXXV, N 4-5, 237-241 (1962).
151. Philip Spiegel. High Speed Scaler Using Tunnel Diodes. Rev.Sci.Instr., 31, N 7, 754 (1960).
152. А.А.Курашов, Г.П.Мельников. Применение туннельных диодов в приборах экспериментальной ядерной физики. Труды 5-ой научно-технической конференции по ядерной электронике, I, 185-197, Госатомиздат, М., (1962).
153. John D. Mc Gervey. A Pulse Resolver Using Tunnel Diodes. Nucl. Instr. and Meth. 14, N 3, 351 (1961).
154. B.Rabinovici. Tunnel Diode Decade Counter. Rev.Sci.Instr. 33, N 12, 1391-1392 (1962).
155. R.A.Kaenel. High-Speed Analog-to-Digital Converters Utilizing Tunnel Diodes. IRE Trans. EC-10, N 2; 273 (1961).

156. Hans R.Schinder. Using the Latest Semiconductor Circuits in a UHF Digital Converter. Electronics, 36, N35, 37-40 (1963).
157. A.A.Fleischer and Edwards Johnson. New Digital Conversion Method Provides Nanosecond Resolution. Electronics 36, N18, 55-57 (1963).
158. Y.Hazoni. Convertisseur analogique numerique rapide. Comptes Rendus, 251, N3, 343 (1960).
159. М.Клейн, Г.Морган, М.Аронсон. Цифровая техника для вычислений и управления. Пер.с англ., ИЛ, (1960).
160. S.Infante and V.Pellegrini. Review and Evaluation of Integral Discriminator Circuits. Proc. Int. Conf. on Instrum. for High-Energy Physics, Berk., Intersci. Publishers, 75, N.Y.-L. (1961).
161. J.P.Duchemin et J.Mey. Discriminateur d'amplitude et echelle 200 megahertz. Proc. of Intern. Atomic Energy Agency Belgrade Conference, III, 15, Vienna (1962).
162. H.Verweij. A 100 Mc/s Discriminator and Scaler. Nucl.Instr. and Meth. 20, 323-329 (1963). См. также H.Verweij. A Fast Trigger Unit, CERN, Geneva, NP Electronics Group, Note 60-3, April (1961).
163. A.Adler et al. 100 Mc/s Tunnel-Diode Discriminator and Pulse-Shaper. Nucl.Instr. and Meth., 13, N 2, 197-200(1961).
164. T.Hvam and M.Smedsdal. A Voltage-Sensitive Tunnel Diode Discriminator. Nuclear Instruments and Methods, 24, N1, 55-56 (1963).

165. P.K.Orman. A Synchronizing Discriminator for Scintillation Counter Pulses. Nucl.Instr. a. Meth. 21, N1, 121-125(1963).
166. R.M.Sugarman and W.A.Higinbotham. Nanosecond Counter System Proc. Int. Conf. on Instrumentation for High-Energy Physics, Berkeley, 54, Sept. (1960).
167. Samaun. Tunnel Diodes for Low-Level Triggers. Electronics, 34, N47, 52-53(1961).
168. J.Lacour. Circuits Impulsionnels Fondamentaux a Diodes Tunnel. L'Onde électrique, XII, N414, 745(1961).
169. Y.Hazoni. A Tunnel Diode Univibrator and Pulse Height Discriminator. Nucl.Instr. and Meth. 10, N3, 231-233(1961).
170. G.Verroust et C.Victor. Utilisation des diodes tunnel et diodes PNP en électronique rapide dans les dispositifs de discrimination et de comptage en physique nucléaire. Proc. of International Atomic Energy Agency Belgrade Conference, III, 19, Vienna (1962).
171. S.Gorodetzky et al. Sur une circuit rapide de mise en forme a seuil réglable utilisant des diodes tunnel. Nucl.Instr. a. Meth. 13, N3, 282(1961).
172. C.Infante. F.Pandarese. Tunnel Diodes Stabilize Coincidence Circuit. Electronics 34, N46, 133-135(1961).
173. R.Van Zurk. Circuit discriminateur d'amplitude utilisant des diodes "tunnel". Nucl.Instr. a. Meth., 16, N2, 157(1962).
174. В.В.Изох, В.П.Багринцев. Формирование импульсов с использованием туннельных диодов. ПТЭ, № 5, 120-122, (1963).
175. G.C.Bret and Erwin F.Shrader. Fast Tunnel Diode Circuits for NaI(Tl) Detectors. NuclInstr. a. Meth. 13, N2, 177-182(1961).

176. Paolo Franzini. Tunnel Diode Nanosecond Coincidence Circuit. Rev.Sci.Instr. 32, N11, 1222 (1961).
177. И.А.Голутвин, Д.В.Заневский. Система универсальных модулей для сцинтилляционных счетчиков. Преприят ОИЯИ, I424, Дубна, (1963).
178. A.Whetstone and S.Kounosu. Nanosecond Coincidence Circuit Using Tunnel Diodes. Rev.Sci.Instr. 33, N 4, 423 (1962).
179. C.Wiegand. Electronic Counter Technique at Berkeley. Nucl.Instr. a. Meth. 20, 313-318 (1963).
180. S.Gorodetzky et al. Circuit de coincidence a diodes tunnel. Nucl.Instr. a. Meth. 14, N2, 205-208 (1961).
181. И.Львис, Ф.Уэлс. Миллимикросекундная импульсная техника, ИЛ, 1956
182. Arthur E.Bjerke et al. Pulse Shaping and Standardizing of Photomultiplier Signals for Optimum Timing Information Using Tunnel Diodes. Nucl.Instr. a. Meth. 15, N3, 249-267 (1962).
183. Quentin A.Kerns et al. Tunnel Diode Discriminator. Proc. Intern.Conf. on Instrum. for High-Energy Physics, Berkely, 1960, Interscience Publishers, N.Y.-L., 62 (1961).
184. F.Pandarese and F.Villa. Tunnel Diode Fast Discriminator Circuit. Nucl.Instr. a. Meth. 20, 319-322 (1963).
185. M.Kanter and U.Galil. Simple Tunnel Diode Coincidence Circuit for Liquid Scintillation Counting. Rev.Sci.Instr. 32, N 11, 1259 (1961).
186. J.Hayashi, N.Yoshimura. Fast Counting Circuits for the Pulsed Accelerators. Proc. of Int. Atomic Energy Agency Belgrade Conference, III, 157, Vienna (1962).

187. И.Ф.Колпаков. Многоканальная схема совпадений-антисовпадений наносекундного диапазона на полупроводниковых элементах. Препринт ОИЯИ, I417, Дубна, (1963).

188. Meir Birk et al. Electronic Variable Delay For Tracing Characteristic Curves of Coincidence Circuits and Time-to-to-Height Converters. Rev.Sci.Instr. 34, N9, 1026 (1963).

Дополнительная литература

Физические свойства, конструирование и параметры

1. Туннельные диоды. Сб. статей под ред. В.И. Фистуля, ИЛ, 1961.
2. Daten von Tunnel-Dioden. Elektronik, 2 Jg, N6 (1960).
3. W.W.Gartner. Tunnel-Dioden. Elektronische Rundschau, 14 Jg, N7 (1960).
4. H.J.Hartmann et al. Die Tunnelodiode. Zeitschrift fur Instrumentkunde, 69 Jg, Heft 4 (1961).
5. C.A.Burrus. Gallium Antimonide Esaki Diodes for High-Frequency Applications. Proc. IRE 46, N6, 1101(1961).
6. B.Mroseiwicz and E.Heasell. The Characteriscts of Some Germanium Tunnel Diodes. J. of Electronics and Control, X, N6, 405 (1961).
7. A.E.Brewster. The Tunnel Diode as a Solid- State Circuit Element. J. Brit. IRE, 22, N6, 489 (1961).
8. J.Pazybylski et al. The Design and Construction of Tunnel Diodes. Journ. Brit. IRE, 22, N 6, 497 (1961).
9. E.L.Bomin and I.K.Biard. Tunnel-Diode Series Resistance. Proc. IRE, 49, N 11, 1679 (1961).
10. А.Н.Ковалев. Экспериментальное исследование зависимости отрицательного сопротивления германиевых туннельных диодов от напряжения. "Радиотехника и электроника", 7, № 8, I416 (1962)
11. R.S.C.Coblold, Mahabala N.H. A Tunnel Diode Analogue and Its Applications. Proc. IRE, 110, N1, 51-63 (1963).
См. также "Экспресс-информация", сер. "электроника", № 18, реф. I18, (1963); ВИНТИ.

12. W. Bernard et al. Junction Potential Studies in Tunnel Diodes. Phys. Rev. 131, N2, 627-63 (1963). (1963), ВИНТИ. См. также "экспресс-информация", сер. "электроника", №42, реф.325.
 13. D.E. Thomas. Tunnel Diode Junction Capacitance Measurements. IEEE Trans. ED-10, N4 (1963).
 14. А.Н.Ковалев, Н.Е.Скворцова. Влияние степени легирования германия на основные радиотехнические параметры туннельных диодов. "Радиотехника и электроника", 8, № 6, 1009, (1963).
 15. В.В.Кукушкин. Туннельный диод с управляемой реактивностью. "Радиотехника и электроника", 8, № 9, (1963).
 16. A.P.Nanavati, C.A.Morato de Andrade. Tunnel Diode Junction Capacitance in the Vicinity of Built-in Voltage. Proc. IEEE, 51, N 11, 1679 (1963).
 17. G.J.Hoover and R.S.Zucker. Light Emission from Alloyed Junction GaAs. Tunnel Diodes. Proc. IEEE, 51, N9, 1237(1963).
 18. Н.А.Белова. Влияние различных легирующих примесей на вольт-амперные характеристики туннельных диодов. "Радиотехника и электроника", 8, № 12, 2091, (1963).
- Усилители, генераторы, радиотехнические применения
19. R.F.Rutz, A 3000 Mc Lumped-Parameter Oscillator using an Esaki Negative Resistance Diode. JBM Journal of Research, Oct., (1959).
 20. J.B.Schultz, H.B.Yin. Negative-Resistance Amplifier Design Electronics, 33, N22, 110 (1960).
 21. C.M.Barrack and M.C.Watkins. Tunnel Diode Relaxation Oscillators. Electronic Design, 8, 13, 54-57 (1960).
 22. E.S.Kuh and J.D.Patterson. Design Theory of Optimum Negative Resistance Amplifiers. Proc. IRE, 49, N 6, 1043 (1961).

23. S.B.Geller, P.A.Mantel. Tunnel Diode Large-Signal Equivalent Circuit. Engineering and Instrumentation. Section C, 66, N 1, 45-51 (1962).
24. Die oberste grenzfrequenz von Esaki-Dioden. Elektronik, 11, Jg, N 3, 90 (1962).
25. F.Sterrer, Stability of Tunnel-Diode Oscillators. RCA Review XXIII, N 3, 396 (1962).
26. J.C.Hoover. Practical Problems in the Design of Tunnel Diode Amplifiers. 1962 Wescon. Conv. Rec. 7.4 (1962).
27. R.S.Pepper. Minimum Period of Oscillation of Tunnel-Diode Oscillators. 1962 Wescon. Conv. Rec. 1.3 (1962).
28. J.S.Docherty, R.E.Aitchinson. Waveforms in Tunnel Diode Oscillators. Proc. IRE (Australian) 23, N 5 (1962).
29. A.C.Scott. The Distributed Tunnel Diode Oscillator. IEEE Trans, CT-10, N 1, 53 (1963).
30. R.S.Pepper. Minimum Period of Electronic Oscillations. IEEE Trans., CT-10, N 1, 60 (1963).
31. A.S.Clorfeine. Unconditional Stability in Tunnel-Diode Amplifiers. RCA Review, XXIV, N 1, 94 (1963).
32. E.Gottlieb, J.Giorgis. Tunnel Diodes. Part I. Oscillators. Electronics, 36, N 24, 36 (1963).
33. E.Gottlieb, J.Giorgis. Tunnel Diodes. Part II. Working Beyond Transistor Capabilities. Electronics 36, N 25, 68 (1963).
34. E.Gottlieb, J.Giorgis. Tunnel Diodes. Part III. Mixer and Converter Circuits. Electronics 36, N 26 (1963).
35. B.S.Golosman, R.W.Newcomb. Natural Frequencies of Negative Resistors with Parasitics. IEEE Trans., CE, N 68, 527(1963).

36. Dieter Seitzer. A Diagram for Stability Gain and Bandwidth of a Linear One-Stage Tunnel Diode Amplifier. Proc. IEEE, 51, N 8, 1157 (1963).
37. Э.А.Акчурин, П.Д.Берестнев. Сверхрегенеративный усилитель на туннельных диодах. "Радиотехника", 18, № 8, 31, (1963).
38. Э.А.Акчурин, В.А.Стыблик. Исследование генераторов на туннельных диодах. "Электросвязь", № 8, 68, (1963).
39. В.В.Васильев. Максимальное произведение коэффициента передачи на полосу пропускания для преобразователя частоты на туннельном диоде. "Радиотехника и электроника", 8, № 8, 1485-1486, (1963).
40. Э.А.Акчурин, В.А.Стыблик. Генераторы на туннельных диодах с повышенной мощностью. "Радиотехника", 18, № II, 45, (1963).
41. Л.Н.Никулина и др. Преобразователь СВЧ на туннельном диоде. "Электросвязь", № II, I, (1963).
42. John Reindel. The Tunnel Diode as a CW Detector. Proc. IEEE, 51, N 11, 1677 (1963).
43. John Reindel. A Tunnel Diode Super-Regenerative Detector. Proc. IEEE, 51, N 11, 1678 (1963).

Импульсная техника

44. V.S.Davidson et al. Designing with Tunnel Diodes. Electronic Design, 8, 50-55, 66-71 (1960).
45. Von Ulrich L.Rohde und Hans-Jorg Thaler. Die Anwendungen von Tunnel dioden in der Impulstechnik. Elektronik, 10Jg, N 2, 33-37 (1961).
46. J.M.Marzolf. Generating Square Waves with Tunnel Diodes and Cores. Electronics, 34, N 51 (1961).

47. E.J.Dalley. Tunnel Diode Square Wave Oscillator. Electronic Design, April 26, 36-41 (1961).
48. C.D.Todd. Tunnel Diode Application. Electrical Eng., April (1961).
49. Srsers. Neue Schaltungen mit Esaki-Dioden. Elektronik, N 12, 360 (1961).
50. G.Haussmann. Unwendungen der Tunnelodiode. Elektronische Rundschau. Bd. 16, N 1, 7-21 (1961).
51. J.K.Skilling. Tunnel-Diode Switching Waveforms. Electronics, 35, N 50, 49 (1962).
52. E.Adler, B.Selikson. A Review of the Tunnel Diode. Electronic Eng. 34, N 408, 82 (1962).
53. N.Moody et al. A Four Pulse Generator for Testing Tunnel Diode Circuits. Electronic Eng. 35, N 420 (1963).

Цифровая техника

54. E.K.Beck, G.A.Brum. Experimental 100-Mc Tunnel-Diode Digital Differential Analyser. 1962 Wescon Conv. Rec., 8.3 (1962).
55. F.W.Kantor. Tunnel-Diode Gate Has Subnanosecond Rise Time. Electronics 35, N 15, 62 (1962).
56. B.A.Kaufman and J.S.Hammond. A High Speed Direct-Coupled Magnetic Memory Sense Amplifier Employing Tunnel-Diode Discriminators. IEEE Trans., EC-12, N 3 (1963).
57. E.T.Ulzurrun. Tunnel Diode Threshold Discriminator Tolerance Analysis. IEE Trans., EC-12, N3, 296 (1963).
58. H.Weinstein. A High-Speed "Compare" Circuit. IEEE Trans. EC-12, N 4, 372 (1963).

59. L.L.Williams and D.J.Hamilton. How to Make Tunnel Diodes Even More Useful. Electronics, 36, N 33, 52 (1963).
60. H.C.Josephs and J.T.Maupin. Saving Microcircuit Power with Tunnel-Diode Coupling. Electronics 36, N 34 (1963).
61. C.A.Budde. One-Stage Scaler. Electronics, 36, N 39, 32(1963).
62. W.G.Daly and J.F.Krudy. A High-Speed Arithmetic Unit Using Tunnel Diodes. IEEE Trans., EC-12, N 5, 503 (1963).
63. S.B.Geller and P.A.Manter. A 100 Megapulse Per Second Binary Counter with Impedance Steering. IEEE Trans., EC-12, N 5, 568 (1963).
64. D.B.G.Edwards and M.J.Lanigan. Tunnel Diode Storage System with Non-Destructive Read-out. The Radio and Electronic Engineering, 26, N 5, 359 (1963).
65. Brian E. Sear. The Design of Modular 250-Mc Computing Circuitry. Proc. Nat. Electronic Conf., Chicago, Ill., XIX, 158(1963).
66. J.F.Krudy and C.V.Ramamoorthy. Composite Synchronous-Asynchronous Logic Circuits for Nanosecond Computing. Proc. Nat. Elect. Conf., Chicago, Ill. XIX, 173 (1963).
67. R.Marolf. 200 Mbit/sec Pseudo Random Sequence Generator for Very Wide Band Secure Communication System. Proc. Nat. Electr. Conf., Chicago, Ill., XIX, 183 (1963).
68. W.Pelli et al. Nanosecond Analog to Digital Conversion. Proc. Nat. Electronic Conf., Chicago. Ill. XIX, 794 (1963).
69. E.S.Schlig. Tunnel-Diode-Cryotron Circuit for Interrogation of Cryotronic Systems. Proc. IEEE, 51, N 10, 1359 (1963).
70. Hilman Gutfeld. Quarzuhr mit Frequenzteilung durch Tunnel-dioden. Elektronik, N 11, 346 (1963).

Схемы физического эксперимента

71. D.L.Wieber. A Fast Wide-Range, Time-to-Height Conversion System. Nucl.Instr. and Meth., 24, N3, 269-279(1963).
72. R.Arnal, R.Borchi. Un convertisseur analogique digital, 100 canaux, 500 nanoseconds. Colloque Int. sur l'electronique nucleaire, Paris, 25-27 Novembre (1963).
73. R.Van Zurk. Selecteur en temps nanoseconde a conversion temps-amplitude et a preselection. Colloque Int. sur l'electronique nucleaire. Paris, 25-27 Novembre (1963).
74. P.Klopf et al. A Nanosecond Time Coder with Great Analysis Range for Time-of-Flight Experiments. Colloque. Int. sur l'electronique nucleaire. Paris, 25-27, Novembre (1963).
75. J.K.Whittaker, F.W.Firk. A 100 Mc/s. Digital Time-of-Flight System. Colloque Int. sur l'electronique nucleaire., Paris, 25-27, Novembre, 1963.
76. G.Frayse et al., Dispositifs d'electronique rapide utilises dans des mesures de section efficaces de fission. Colloque Int. sur l'electronique nucleaire, Paris, 25-27, Novembre, (1963).
77. J.P.Duchemin. Ensembles de comptage a faible temps de resolution a semiconducteurs. Colloque Int. sur l'electronique nucleaire. Paris, 25-27, Novembre (1963).
78. E.Altman and S.Rozen. Transistorized Pulse Shape Discriminator. Colloque Int. sur l'electronique nucleaire, Paris, 25-27, Novembre (1963).
79. E. De Blust et al. Tunnel Diode Low Level Discriminator. Colloque. Int. sur l'electronique nucleaire., Paris, 25-27, Novembre (1963).

80. V. Polivka. An Aperiodic Amplifier Using the Tunnel Diode. Colloque Int. sur l'electronique nucleaire, Paris, 25-27, Novembre (1963).
81. А.ф. Дунайцев. Наносекундная многократная схема совпадений и антисовпадений на туннельных диодах и транзисторах. Препринт ОИЯИ, Р-1437, Дубна (1963).
82. Ю.К. Акимов. Сцинтилляционные методы регистрации частиц больших энергий. Изд. МГУ, (1963).
83. И.А. Голутвин, Д.В. Заневский. Быстрая наносекундная схема совпадений на транзисторах и туннельных диодах. Препринт ОИЯИ, 1519, Дубна (1964).
84. И.А. Голутвин, Д.В. Заневский. Современные схемы совпадений наносекундного диапазона, предназначенные для использования в экспериментах на ускорителях. Препринт ОИЯИ, 1558, Дубна, (1964).

Рукопись поступила в издательский отдел

4 апреля 1964 г.